

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-199776

(43)Date of publication of application : 12.07.2002

(51)Int.Cl.

H02P 6/16

H02P 21/00

H02P 6/06

(21)Application number : 2000-399405

(71)Applicant : HONDA MOTOR CO LTD

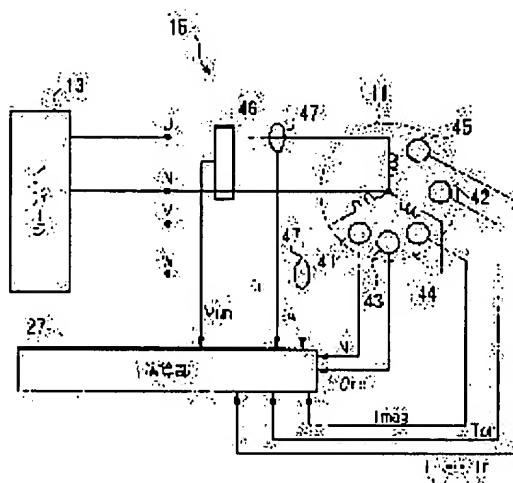
(22)Date of filing : 27.12.2000

(72)Inventor : SHIN HIROBUMI

(54) CONSTANT-DETECTING DEVICE, CONTROLLER, AND CONSTANT-DETECTING PROGRAM FOR BRUSHLESS DC MOTOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve initial response accuracy and adaptivity during controlling.
SOLUTION: A constant-detecting device 15 consists of a detecting part 26 and a computing part 27. The detecting part 26 comprises a rotation sensor 41, a torque sensor 42, a position sensor 43, a rotor temperature sensor 44, a winding temperature sensor 45, a phase-voltage detector 46, and phase-current detectors 47, 47. The computation part 27 computes an induced voltage constant K_e , which changes with motor temperature. T_{mag} at the driving of the motor 11 is computed, based on respective detected signals from the detection part 26. D-axis current I_d and q-axis current I_q , after separation of iron loss, are computed to compute a d-axis inductance L_d and a q-axis inductance L_q under actually operating conditions of the motor 11.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

28.09.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

This Page Blank (uspto)

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3502040

[Date of registration] 12.12.2003

[Number of appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

This Page Blank (septo)

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-199776

(P2002-199776A)

(43)公開日 平成14年7月12日(2002.7.12)

(51)Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テーマコード(参考)

H 0 2 P 6/16

H 0 2 P 6/02

3 2 1 N 5 H 5 6 0

21/00

5/408

C 5 H 5 7 6

6/06

Z

6/02

3 2 1 H

審査請求 有 請求項の数12 O L (全 25 頁)

(21)出願番号 特願2000-399405(P2000-399405)

(22)出願日 平成12年12月27日(2000.12.27)

(71)出願人 000005326

本田技研工業株式会社

東京都港区南青山二丁目1番1号

(72)発明者 新 博文

埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社
本田技術研究所内

(74)代理人 100064908

弁理士 志賀 正武 (外5名)

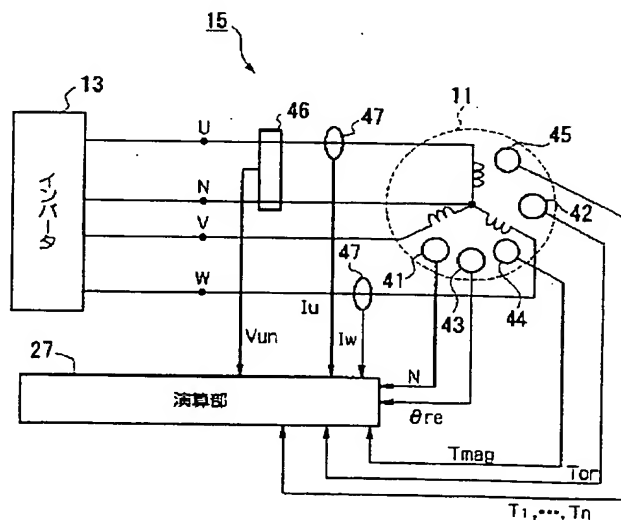
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 ブラシレスDCモータの定数検出装置およびブラシレスDCモータの制御装置およびブラシレスDCモータの定数検出用プログラム

(57)【要約】

【課題】 制御時の初期応答精度および即応性を向上させる。

【解決手段】 定数検出装置15を検出部26と演算部27とを備えて構成した。検出部26を、回転センサ41と、トルクセンサ42と、位置センサ43と、回転子温度センサ44と、巻線温度センサ45と、相電圧検出器46と、相電流検出器47、47とを備えて構成した。演算部27は、検出部26からの各検出信号に基づいて、モータ11の駆動時にモータ温度 T_{mag} に応じて変化する誘起電圧定数 K_e を算出すると共に、鉄損失分離後のd軸電流 I_d 及びq軸電流 I_q を算出して、モータ11の実運転状態でのd軸インダクタンス L_d 及びq軸インダクタンス L_q を算出する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 永久磁石を有する回転子と、この回転子を回転させる回転磁界を発生する複数相の固定子巻線を有する固定子とを備えたブラシレス DC モータのインダクタンスを検出するブラシレス DC モータの定数検出装置であって、

前記ブラシレス DC モータの相電圧の位相角と実効値を検出する相電圧検出手段および相電流の位相角と実効値を検出する相電流検出手段および前記回転子の磁極位置から誘起電圧の位相角を検出する位置検出手段および回転数を検出する回転数検出手段と、

前記ブラシレス DC モータの温度に基づいて、相抵抗値を算出する相抵抗値算出手段および誘起電圧定数を導出する誘起電圧定数導出手段と、

前記誘起電圧と相電圧の位相の差からなる電圧位相差と、誘起電圧と相電流の位相の差からなる電流位相差を算出する位相差算出手段と、

前記回転数に基づいて前記電圧位相差と前記電流位相差を補正する位相補正值を算出する位相補正值算出手段と、

前記ブラシレス DC モータの鉄損失を算出する鉄損失算出手段と、

前記鉄損失に基づいて前記相電流から鉄損成分を減算して実相電流を算出する実相電流算出手段と、

前記相抵抗値と前記回転数と前記誘起電圧定数と前記電圧位相差と前記電流位相差と前記位相補正值と前記実相電流とに基づいて界磁軸インダクタンス及びトルク軸インダクタンスを算出するインダクタンス算出手段とを備えたことを特徴とするブラシレス DC モータの定数検出装置。

【請求項 2】 前記ブラシレス DC モータの出力トルクを検出する出力トルク検出手段を備え、

前記鉄損失算出手段は、

前記出力トルクおよび前記回転数に基づいて、前記ブラシレス DC モータのモータ出力電力およびモータ入力電力を算出するモータ電力算出手段と、

前記相抵抗値および前記相電流に基づいて銅損失を算出する銅損失算出手段と、

前記モータ入力電力から前記モータ出力電力を減算してモータ全損失を算出するモータ全損失算出手段と、

前記ブラシレス DC モータの機械損失を算出する機械損失算出手段と、

前記モータ全損失から前記銅損失および前記機械損失を減算して前記鉄損失を算出する減算手段と、

前記相電圧の全周波数成分を含む実効値および前記鉄損失に基づいて実測鉄損等価抵抗値を算出する等価抵抗値算出手段とを備えたことを特徴とする請求項 1 に記載のブラシレス DC モータの定数検出装置。

【請求項 3】 前記相抵抗値算出手段は前記固定子巻線の巻線温度に基づいて前記相抵抗値を算出し、

前記誘起電圧定数導出手段は前記回転子の温度に基づいて前記誘起電圧定数を導出することを特徴とする請求項 1 に記載のブラシレス DC モータの定数検出装置。

【請求項 4】 永久磁石を有する回転子と、この回転子を回転させる回転磁界を発生する複数相の固定子巻線を有する固定子とを備え、通電切換手段により回転駆動されるブラシレス DC モータのインダクタンスを検出するブラシレス DC モータの定数検出装置であって、

前記ブラシレス DC モータの相電圧の位相角と実効値を検出する相電圧検出手段および相電流の位相角と実効値を検出する相電流検出手段および回転子の磁極位置から誘起電圧の位相角を検出する位置検出手段および回転数を検出する回転数検出手段と、

前記ブラシレス DC モータの温度に基づいて相抵抗値を算出する相抵抗値算出手段と、

前記誘起電圧と相電圧の位相の差からなる電圧位相差と、誘起電圧と相電流の位相の差からなる電流位相差を算出する位相差算出手段と、

前記電圧位相差と前記電流位相差を補正する位相補正值を算出する位相補正值算出手段と、

回転駆動中の前記ブラシレス DC モータの鉄損失を算出する鉄損失算出手段と、

前記鉄損失に基づいて前記相電流から鉄損成分を減算して実相電流を算出する実相電流算出手段と、

前記通電切換手段から前記ブラシレス DC モータへの電力供給を一時的に遮断する電力供給遮断手段と、

前記電力供給遮断手段による電力供給遮断中に前記相電圧検出手段により誘起電圧の電圧値を検出し、前記相抵抗値と前記誘起電圧の電圧値と前記電圧位相差と前記電流位相差と前記位相補正值と前記実相電流とに基づいて界磁軸インダクタンス及びトルク軸インダクタンスを算出するインダクタンス算出手段とを備えたことを特徴とするブラシレス DC モータの定数検出装置。

【請求項 5】 永久磁石を有する回転子と、この回転子を回転させる回転磁界を発生する複数相の固定子巻線を有する固定子とを備え、通電切換手段により回転駆動されるブラシレス DC モータのインダクタンスを検出するブラシレス DC モータの定数検出装置であって、

前記固定子巻線の巻線温度を検知する巻線温度検知手段と、前記回転子の温度を検知する回転子温度検知手段と、

相電圧の位相角と実効値を検出する相電圧検出手段と、相電流の位相角と実効値を検出する相電流検出手段と、

回転子の磁極位置から誘起電圧の位相角を検出する位置検出手段と、回転数を検出する回転数検出手段と、出力トルクを検出する出力トルク検出手段と、

前記誘起電圧と相電圧の位相の差からなる電圧位相差と、誘起電圧と相電流の位相の差からなる電流位相差を算出する位相差算出手段と、

所定温度における前記巻線の巻線抵抗値および前記ブラシレス DC モータの接続配線の配線抵抗値と、前記回転

数に応じて予め設定された前記電圧位相差と前記電流位相差の補正值および前記回転数に応じて予め設定された機械損失と、前記回転子の温度に応じて予め設定された誘起電圧定数とを記憶する記憶手段と、

前記巻線温度および前記巻線抵抗値および前記配線抵抗値に基づいて回転駆動中の前記ブラシレスDCモータの相抵抗値を算出する相抵抗値算出手段と、

前記補正值に基づいて前記電流位相差と前記電圧位相差を補正した補正電圧位相差と補正電流位相差を算出する位相差補正手段と、

前記出力トルクおよび前記回転数に基づいて、前記ブラシレスDCモータのモータ出力電力およびモータ入力電力を算出するモータ電力算出手段と、

前記相抵抗値および前記相電流の全周波数成分を含む実効値に基づいて銅損失を算出する銅損失算出手段と、

前記モータ入力電力から前記モータ出力電力を減算してモータ全損失を算出するモータ全損失算出手段と、

前記モータ全損失から前記銅損失および前記機械損失を減算して前記鉄損失を算出する減算手段と、

前記相電圧の全周波数成分を含む実効値および前記鉄損失に基づいて実測鉄損等価抵抗値を算出する等価抵抗値算出手段と、

前記実測鉄損等価抵抗値と前記補正電流位相差に基づいて、前記相電流の実効値から鉄損分を減算して鉄損成分を分離した実相電流を算出する実相電流算出手段および前記実相電流の界磁軸電流値とトルク軸電流値に基づき、前記補正電流位相差から鉄損成分を分離した実電流位相差を算出する実位相差算出手段と、

前記相抵抗値と前記回転数と前記誘起電圧定数と前記実相電流と前記補正電圧位相差と前記実電流位相差とに基づいて界磁軸インダクタンス及びトルク軸インダクタンスを算出するインダクタンス算出手段とを備えたことを特徴とするブラシレスDCモータの定数検出装置。

【請求項6】 永久磁石を有する回転子と、この回転子を回転させる回転磁界を発生する複数相の固定子巻線を有する固定子とを備えたブラシレスDCモータを、複数のスイッチング素子からなり前記固定子巻線への通電を順次転流させる通電切換手段により回転駆動させるブラシレスDCモータの制御装置であって、

前記ブラシレスDCモータの相電圧の位相角と実効値を検出する相電圧検出手段および相電流の位相角と実効値を検出する相電流検出手段および前記回転子の磁極位置から誘起電圧の位相角を検出する位置検出手段および回転数を検出する回転数検出手段と、

前記ブラシレスDCモータの温度に基づいて、相抵抗値を算出する相抵抗値算出手段および誘起電圧定数を導出する誘起電圧定数導出手段と、

前記誘起電圧と相電圧の位相の差からなる電圧位相差と、誘起電圧と相電流の位相の差からなる電流位相差を算出する位相差算出手段と、

前記回転数に基づいて前記電圧位相差と前記電流位相差を補正する位相補正值を算出する位相補正值算出手段と、

回転駆動中の前記ブラシレスDCモータの鉄損失を算出する鉄損失算出手段と、

前記鉄損失に基づいて前記相電流から鉄損成分を減算して実相電流を算出する実相電流算出手段と、

前記相抵抗値と前記回転数と前記誘起電圧定数と前記電圧位相差と前記電流位相差と前記位相補正值と前記実相電流とに基づいて界磁軸インダクタンス及びトルク軸インダクタンスを算出するインダクタンス算出手段と、

トルク指令値を入力するトルク指令入力手段と、

前記誘起電圧定数と前記界磁軸インダクタンスと前記トルク軸インダクタンスと前記トルク指令値とに基づいて、界磁軸電流指令値およびトルク軸電流指令値を算出する電流指令値算出手段と、

前記界磁軸電流指令値と前記トルク軸電流指令値とに基づいて前記通電切換手段にパルス幅変調信号を出力するパルス幅変調信号出力手段とを備えたことを特徴とするブラシレスDCモータの制御装置。

【請求項7】 前記ブラシレスDCモータの出力トルクを検出する出力トルク検出手段を備え、

前記鉄損失算出手段は、

前記出力トルクおよび前記回転数に基づいて、前記ブラシレスDCモータのモータ出力電力およびモータ入力電力を算出するモータ電力算出手段と、前記相抵抗値および前記相電流に基づいて銅損失を算出する銅損失算出手段と、

前記モータ入力電力から前記モータ出力電力を減算してモータ全損失を算出するモータ全損失算出手段と、前記ブラシレスDCモータの機械損失を算出する機械損失算出手段と、

前記モータ全損失から前記銅損失および前記機械損失を減算して前記鉄損失を算出する減算手段と、

前記相電圧の全周波数成分を含む実効値および前記鉄損失に基づいて実測鉄損等価抵抗値を算出する等価抵抗値算出手段とを備えたことを特徴とする請求項6に記載のブラシレスDCモータの制御装置。

【請求項8】 前記相抵抗値算出手段は前記固定子巻線の巻線温度に基づいて前記相抵抗値を算出し、

前記誘起電圧定数導出手段は前記回転子の温度に基づいて前記誘起電圧定数を導出することを特徴とする請求項6に記載のブラシレスDCモータの制御装置。

【請求項9】 永久磁石を有する回転子と、この回転子を回転させる回転磁界を発生する複数相の固定子巻線を有する固定子とを備えたブラシレスDCモータを、複数のスイッチング素子からなり前記固定子巻線への通電を順次転流させる通電切換手段により回転駆動させるブラシレスDCモータの制御装置であって、

前記ブラシレスDCモータの相電圧の位相角と実効値を

検出する相電圧検出手段および相電流の位相角と実効値を検出する相電流検出手段および回転子の磁極位置から誘起電圧の位相角を検出する位置検出手段および回転数を検出する回転数検出手段と、
前記ブラシレスDCモータの温度に基づいて相抵抗値を算出する相抵抗値算出手段と、
前記電圧位相差と前記電流位相差を補正する位相補正值を算出する位相補正值算出手段と、
回転駆動中の前記ブラシレスDCモータの鉄損失を算出する鉄損失算出手段と、
前記鉄損失に基づいて前記相電流から鉄損成分を減算して実相電流を算出する実相電流算出手段と、
前記通電切換手段から前記ブラシレスDCモータへの電力供給を一時的に遮断する電力供給遮断手段と、
前記電力供給遮断手段による電力供給遮断中に前記相電圧検出手段により誘起電圧の電圧値を検出し、前記相抵抗値と前記誘起電圧の電圧値と前記電圧位相差と前記電流位相差と前記位相補正值と前記実相電流とに基づいて界磁軸インダクタンス及びトルク軸インダクタンスを算出するインダクタンス算出手段と、
トルク指令値を入力するトルク指令入力手段と、
前記誘起電圧および前記界磁軸インダクタンスおよび前記トルク軸インダクタンスおよび前記トルク指令値に基づいて、界磁軸電流指令値およびトルク軸電流指令値を算出する電流指令値算出手段と、
前記界磁軸電流指令値と前記トルク軸電流指令値とに基づいて前記通電切換手段にパルス幅変調信号を出力するパルス幅変調信号出力手段とを備えたことを特徴とするブラシレスDCモータの制御装置。
【請求項10】 永久磁石を有する回転子と、この回転子を回転させる回転磁界を発生する複数相の固定子巻線を有する固定子とを備えたブラシレスDCモータを、複数のスイッチング素子からなり前記固定子巻線への通電を順次転流させる通電切換手段により回転駆動させるブラシレスDCモータの制御装置であって、
前記通電切換手段により回転駆動中の前記ブラシレスDCモータに対して、前記固定子巻線の巻線温度を検知する巻線温度検知手段と前記回転子の温度を検知する回転子温度検知手段と相電圧の位相角と実効値を検出する相電圧検出手段と相電流の位相角と実効値を検出する相電流検出手段と回転子の磁極位置から誘起電圧の位相角を検出する位置検出手段と回転数を検出する回転数検出手段と出力トルクを検出する出力トルク検出手段と、
前記誘起電圧と相電圧の位相の差からなる電圧位相差と、誘起電圧と相電流の位相の差からなる電流位相差を算出する位相差算出手段と、
所定温度における前記巻線の巻線抵抗値および前記ブラシレスDCモータの接続配線の配線抵抗値と、前記回転数に応じて予め設定された前記電圧位相差と前記電流位相差の補正值および前記回転数に応じて予め設定された

機械損失と、前記回転子の温度に応じて予め設定された誘起電圧定数とを記憶する記憶手段と、
前記巻線温度および前記巻線抵抗値および前記配線抵抗値に基づいて回転駆動中の前記ブラシレスDCモータの相抵抗値を算出する相抵抗値算出手段と、
前記補正值に基づいて前記電流位相差と前記電圧位相差を補正した補正電圧位相差と補正電流位相差を算出する位相差補正手段と、
前記出力トルクおよび前記回転数に基づいて、前記ブラシレスDCモータのモータ出力電力およびモータ入力電力を算出するモータ電力算出手段と、
前記相抵抗値および前記相電流の全周波数成分を含む実効値に基づいて銅損失を算出する銅損失算出手段と、
前記モータ入力電力から前記モータ出力電力を減算してモータ全損失を算出するモータ全損失算出手段と、
前記モータ全損失から前記銅損失および前記機械損失を減算して前記鉄損失を算出する減算手段と、
前記相電圧の全周波数成分を含む実効値および前記鉄損失に基づいて実測鉄損等価抵抗値を算出する等価抵抗値算出手段と、
前記実測鉄損等価抵抗値と前記補正電流位相差に基づいて、前記相電流の実効値から鉄損成分を減算して鉄損成分を分離した実相電流を算出する実相電流算出手段および前記実相電流の界磁軸電流値とトルク軸電流値に基づき、前記補正電流位相差から鉄損成分を分離した実電流位相差を算出する実位相差算出手段と、
前記相抵抗値と前記回転数と前記誘起電圧定数と前記実相電流と前記補正電圧位相差と前記実電流位相差とに基づいて界磁軸インダクタンス及びトルク軸インダクタンスを算出するインダクタンス算出手段と、
トルク指令値を入力するトルク指令入力手段と、
前記誘起電圧定数と前記界磁軸インダクタンスと前記トルク軸インダクタンスと前記トルク指令値に基づいて、界磁軸電流指令値およびトルク軸電流指令値を算出する電流指令値算出手段と、
前記界磁軸電流指令値と前記トルク軸電流指令値とに基づいて前記通電切換手段にパルス幅変調信号を出力するパルス幅変調信号出力手段とを備えたことを特徴とするブラシレスDCモータの制御装置。
【請求項11】 コンピュータを、回転駆動中のブラシレスDCモータのインダクタンスを算出する手段として機能させるためのブラシレスDCモータの定数検出用プログラムであって、前記プログラムは、
前記ブラシレスDCモータの温度に基づいて、相抵抗値を算出する相抵抗値算出手段および誘起電圧定数を導出する誘起電圧定数導出手段と、
前記誘起電圧と相電圧の位相の差からなる電圧位相差と、誘起電圧と相電流の位相の差からなる電流位相差を算出する位相差算出手段と、
前記ブラシレスDCモータの回転数に基づいて、前記電

圧位相差と前記電流位相差を補正する位相補正值を算出する位相補正值算出手段と、

前記ブラシレスDCモータの鉄損失を算出する鉄損失算出手段と、

前記鉄損失に基づいて前記ブラシレスDCモータの相電流から鉄損成分を減算して実相電流の電流値を算出する実相電流算出手段と、

前記相抵抗値と前記回転数と前記誘起電圧定数と前記電圧位相差と前記電流位相差と前記位相補正值と前記実相電流に基づいて界磁軸インダクタンス及びトルク軸インダクタンスを算出するインダクタンス算出手段と備えたことを特徴とするブラシレスDCモータの定数検出用プログラム。

【請求項12】 コンピュータを、回転駆動中のブラシレスDCモータのインダクタンスを算出する手段として機能させるためのブラシレスDCモータの定数検出用プログラムであって、前記プログラムは、

前記ブラシレスDCモータの固定子巻線の巻線温度と回転子の温度と、相電圧の位相角と実効値と、相電流の位相角と実効値と、誘起電圧と相電圧の位相の差からなる電圧位相差と、誘起電圧と相電流の位相の差からなる電流位相差と、回転数と、出力トルクと、所定温度における前記巻線の巻線抵抗値および前記ブラシレスDCモータの接続配線の配線抵抗値と、前記回転数に応じて予め設定された前記電圧位相差と前記電流位相差の補正值および前記回転数に応じて予め設定された機械損失と、前記回転子の温度に応じて予め設定された誘起電圧定数と誘起電圧の位相角とを、演算データとして読み込む演算データ読込手段と、

前記巻線温度および前記巻線抵抗値および前記配線抵抗値に基づいて回転駆動中の前記ブラシレスDCモータの相抵抗値を算出する相抵抗値算出手段と、

前記電圧位相差と前記電流位相差を算出する位相差算出手段と、

前記補正值に基づいて前記電流位相差と前記電圧位相差を補正した補正電圧位相差と補正電流位相差を算出する位相差補正手段と、

前記出力トルクおよび前記回転数に基づいて、前記ブラシレスDCモータのモータ出力電力およびモータ入力電力を算出するモータ電力算出手段と、

前記相抵抗値および前記相電流の全周波数成分を含む実効値に基づいて銅損失を算出する銅損失算出手段と、

前記モータ入力電力から前記モータ出力電力を減算してモータ全損失を算出するモータ全損失算出手段と、

前記モータ全損失から前記銅損失および前記機械損失を減算して前記鉄損失を算出する減算手段と、

前記相電圧の全周波数成分を含む実効値および前記鉄損失に基づいて実測鉄損等価抵抗値を算出する等価抵抗値算出手段と、

前記実測鉄損等価抵抗値と前記補正電流位相差に基づい

て、前記相電流の実効値から鉄損成分を減算して鉄損成分を分離した実相電流の電流値を算出する実相電流算出手段および前記実相電流の界磁軸電流値とトルク軸電流値に基づき、前記補正電流位相差から鉄損成分を分離した実電流位相差を算出する実位相差算出手段と、

前記相抵抗値と前記回転数と前記誘起電圧定数と前記実相電流と、前記補正電圧位相差と前記実電流位相差とに基づいて界磁軸インダクタンス及びトルク軸インダクタンスを算出するインダクタンス算出手段とを備えたことを特徴とするブラシレスDCモータの定数検出用プログラム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、永久磁石を有する回転子と、この回転子を回転させる回転磁界を発生する固定子とを備えたブラシレスDCモータのインダクタンスを検出するブラシレスDCモータの定数検出装置およびブラシレスDCモータの制御装置およびブラシレスDCモータの定数検出用プログラムに関する。

【0002】

【従来の技術】 従来、例えば電気自動車やハイブリッド車両等のように、車両走行用の動力源として、界磁に永久磁石を利用したブラシレスDCモータを搭載した車両が知られている。このようなブラシレスDCモータの制御装置としては、例えばブラシレスDCモータの各相に供給される相電流を測定して、相電流の測定値を回転子に同期して回転する直交座標、例えば回転子の磁束の方向をd軸（トルク軸）とし、このd軸と直交する方向をq軸（界磁軸）としたdq座標上でのd軸電流及びq軸電流に変換して、このdq座標上で電流の指令値と測定値との偏差がゼロとなるようにフィードバック制御を行う制御装置が知られている。

【0003】 すなわち、dq座標上での電流の指令値と測定値との各偏差つまりd軸電流偏差およびq軸電流偏差から、例えばPI動作等によりdq座標上でのd軸電圧指令値およびq軸電圧指令値が演算され、次に、これらのd軸電圧指令値およびq軸電圧指令値からブラシレスDCモータの各相、例えばU相、V相、W相の3相に供給される相電圧に対する各電圧指令値が演算される。

そして、これらの各電圧指令値が、例えばIGBT等のスイッチング素子からなるインバータにスイッチング指令として入力され、これらのスイッチング指令に応じてインバータからブラシレスDCモータを駆動するための交流電力が出力される。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】 ところで、上記従来技術の一例に係るブラシレスDCモータの制御装置においては、例えば車両の運転者のアクセル操作量に応じたトルク指令に基づいてd軸電流指令値およびq軸電流指令値を算出する際に、d軸インダクタンスおよびq軸イン

ダクタンスをパラメータとして算出する方法が知られている。

【０００５】しかしながら、上述したようなブラシレスＤＣモータの制御装置においては、例えば回転子の磁極位置を検出する位置センサの位相遅れ特性があるため、回転数の上昇に伴って、所定の基準位置を示す位置センサの信号が真の基準位置に対してずれた値を示す場合がある。この位置センサのずれによって、相電流位相や相電圧位相に誤差が生じて、 d 軸インダクタンスおよび q 軸インダクタンスの演算結果に誤差が発生するという問題がある。また、ブラシレスＤＣモータの回転駆動中には、固定子に巻回された巻線の巻線温度が変化することに伴って巻線抵抗値が変化したり、回転子の永久磁石の温度が変化することに伴って誘起電圧が変化したり、鉄損失が変化する等によって電圧ベクトルに誤差が生じ、 d 軸インダクタンスおよび q 軸インダクタンスの演算結果に誤差が発生するという問題がある。

【０００６】ここで、誤差を含む d 軸インダクタンスおよび q 軸インダクタンスに基づいて d 軸電流指令値および q 軸電流指令値を算出した場合には、初期応答精度が低減して、フィードバック制御時の応答性が劣化するという問題が生じる。しかも、実際の運転状態を正確に把握することができないため、運転効率の低下や過電流の発生等の不具合が生じる虞がある。また、 d 軸インダクタンスおよび q 軸インダクタンスの過渡的な変化量を考慮して各インダクタンスを推定する方法では、各種の制御データを格納するために要するメモリ量が增大すると共に演算処理が複雑化して制御装置の規模が増大してしまい、制御装置を構成する際に要する費用が高むという問題が生じる。

【０００７】本発明は上記事情に鑑みてなされたもので、装置やプログラムを構成する際に要する費用を削減すると共に、制御時の初期応答精度および即応性を向上させることが可能なブラシレスＤＣモータの定数検出装置およびブラシレスＤＣモータの制御装置およびブラシレスＤＣモータの定数検出用プログラムを提供することを目的とする。

【０００８】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決して係る目的を達成するために、請求項１に記載の本発明のブラシレスＤＣモータの定数検出装置は、永久磁石を有する回転子と、この回転子を回転させる回転磁界を発生する複数相の固定子巻線を有する固定子とを備えたブラシレスＤＣモータのインダクタンスを検出するブラシレスＤＣモータの定数検出装置であって、前記ブラシレスＤＣモータの相電圧の位相角と実効値を検出する相電圧検出手段（例えば、後述する実施の形態での相電圧検出器４６）および相電流の位相角と実効値を検出する相電流検出手段（例えば、後述する実施の形態での相電流検出器４７）および前記回転子の磁極位置から誘起電圧の位相

角を検出する位置検出手段（例えば、後述する実施の形態での位置センサ４３）および回転数を検出する回転数検出手段（例えば、後述する実施の形態での回転センサ４１）と、前記ブラシレスＤＣモータの温度に基づいて、相抵抗値を算出する相抵抗値算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップＳ１２）および誘起電圧定数を導出する誘起電圧定数導出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップＳ２４）と、前記誘起電圧と相電圧の位相の差からなる電圧位相差と、誘起電圧と相電流の位相の差からなる電流位相差を算出する位相差算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップＳ１４およびステップＳ１７）と、前記回転数に基づいて前記電圧位相差と前記電流位相差を補正する位相補正值を算出する位相補正值算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップＳ１６）と、前記ブラシレスＤＣモータの鉄損失を算出する鉄損失算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップＳ２０～ステップＳ２７）と、前記鉄損失に基づいて前記相電流から鉄損成分を減算して実相電流を算出する実相電流算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップＳ２８）と、前記相抵抗値と前記回転数と前記誘起電圧定数と前記電圧位相差と前記電流位相差と前記位相補正值と前記実相電流とに基づいて界磁軸インダクタンス及びトルク軸インダクタンスを算出するインダクタンス算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップＳ２９）とを備えたことを特徴としている。

【０００９】上記構成のブラシレスＤＣモータの定数検出装置によれば、回転駆動中のブラシレスＤＣモータの温度変化に応じて相抵抗値を算出することで、銅損失を適切に算出することができる。さらに、回転駆動中のブラシレスＤＣモータの温度変化に応じて、例えばマップ検索等によって検索した誘起電圧定数と回転数検出手段により検出した正確な回転数とを乗算することで、適切な誘起電圧を算出することができる。さらに、位置検出手段により検出された電圧位相差と電流位相差を回転数に応じて補正することで、位置検出手段の位相遅れ特性に起因する誤差の増大を防止することができる。さらに、回転駆動中のブラシレスＤＣモータの鉄損失を算出して、相電流検出手段により検出された相電流から鉄損成分を減算することで、ブラシレスＤＣモータの実運転状態に応じた適切な相電流を算出することができる。

【００１０】このようにして算出された相抵抗値と、誘起電圧定数と、電圧位相差と電流位相差と、位相補正值と、実相電流とに基づいて界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出することで、銅損失の変動と、誘起電圧の変動と、位置検出手段の位相遅れによる検出誤差と、鉄損失による相電流のずれとを考慮して精度良く各インダクタンスを算出することができる。

【００１１】さらに、請求項２に記載の本発明のブラシレスＤＣモータの定数検出装置は、前記ブラシレスＤＣ

モータの出力トルクを検出する出力トルク検出手段（例えば、後述する実施の形態でのトルクセンサ 42）を備え、前記鉄損失算出手段は、前記出力トルクおよび前記回転数に基づいて、前記ブラシレス DC モータのモータ出力電力およびモータ入力電力を算出するモータ電力算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S 20）と、前記相抵抗値および前記相電流に基づいて銅損失を算出する銅損失算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S 21）と、前記モータ入力電力から前記モータ出力電力を減算してモータ全損失を算出するモータ全損失算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S 22）と、前記ブラシレス DC モータの機械損失を算出する機械損失算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S 23）と、前記モータ全損失から前記銅損失および前記機械損失を減算して前記鉄損失を算出する減算手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S 26）と、前記相電圧の全周波数成分を含む実効値および前記鉄損失に基づいて実効鉄損等価抵抗値を算出する等価抵抗値算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S 27）とを備えたことを特徴としている。

【0012】上記構成のブラシレス DC モータの定数検出装置によれば、ブラシレス DC モータの全損失から銅損失と機械損失とを減算することで鉄損失を算出して、この鉄損失から相電圧に対する鉄損等価抵抗値を算出することで、相電流検出手段により検出された相電流から鉄損成分を含まない実相電流を容易に算出することができる。ここで、機械損失に対しては、例えば回転数に応じた所定のマップ等を設定しておくことで、ブラシレス DC モータの実運転状態に応じた適切な機械損失を得ることができる。

【0013】さらに、請求項 3 に記載の本発明のブラシレス DC モータの定数検出装置では、前記相抵抗値算出手段は前記固定子巻線の巻線温度に基づいて前記相抵抗値を算出し、前記誘起電圧定数導出手段は前記回転子の温度に基づいて前記誘起定数を導出することを特徴としている。

【0014】上記構成のブラシレス DC モータの定数検出装置によれば、回転駆動中のブラシレス DC モータにおいて、巻線温度の上昇に伴って増大する相抵抗値を適切に算出できると共に、界磁に利用する永久磁石の温度上昇に伴って減少傾向に変化する誘起電圧を適切に算出することができる。ここで、誘起電圧を算出する場合には、例えば回転子の温度に応じて変化する誘起電圧定数に対して所定のマップ等を設定しておき、マップ検索により得られる誘起電圧定数に回転数を乗算することで誘起電圧を容易に算出することができる。

【0015】また、請求項 4 に記載の本発明のブラシレス DC モータの定数検出装置は、永久磁石を有する回転子と、この回転子を回転させる回転磁界を発生する複数

相の固定子巻線を有する固定子とを備え、通電切換手段（例えば、後述する実施の形態でのインバータ 13）により回転駆動されるブラシレス DC モータのインダクタンスを検出するブラシレス DC モータの定数検出装置であって、前記ブラシレス DC モータの相電圧の位相角と実効値を検出する相電圧検出手段（例えば、後述する実施の形態での相電圧検出器 46）および相電流の位相角と実効値を検出する相電流検出手段（例えば、後述する実施の形態での相電流検出器 47）および回転子の磁極

10 位置から誘起電圧の位相角を検出する位置検出手段（例えば、後述する実施の形態での位置センサ 43）および回転数を検出する回転数検出手段（例えば、後述する実施の形態での回転センサ 41）と、前記ブラシレス DC モータの温度に基づいて相抵抗値を算出する相抵抗値算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S 12）と、前記誘起電圧と相電圧の位相の差からなる電圧位相差と、誘起電圧と相電流の位相の差からなる電流位相差を算出する位相差算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S 14 およびステップ S 17）と、
20 前記電圧位相差と前記電流位相差を補正する位相補正值を算出する位相補正值算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S 16）と、回転駆動中の前記ブラシレス DC モータの鉄損失を算出する鉄損失算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S 20～ステップ S 27）と、前記鉄損失に基づいて前記相電流から鉄損成分を減算して実相電流を算出する実相電流算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S 28）と、前記通電切換手段から前記ブラシレス DC モータへの電力供給を一時的に遮断する電力供給遮断手段
30 （例えば、後述する実施の形態での遮断回路 56）と、前記電力供給遮断手段による電力供給遮断中に前記相電圧検出手段により誘起電圧の電圧値を検出し、前記相抵抗値と前記誘起電圧の電圧値と前記電圧位相差と前記電流位相差と前記位相補正值と前記実相電流とに基づいて界磁軸インダクタンス及びトルク軸インダクタンスを算出するインダクタンス算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S 29）とを備えたことを特徴としている。

【0016】上記構成のブラシレス DC モータの定数検出装置によれば、各検出手段からの検出信号に基づいて、銅損失の変動と、誘起電圧の変動と、位置検出手段の位相遅れによる検出誤差と、鉄損失による相電流のずれとを考慮して界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出する際において、ブラシレス DC モータを回転駆動する通電切換手段からの電力供給を一時的に遮断することで、相電圧検出手段により誘起電圧を直接的に検出することができる。これにより、ブラシレス DC モータの実運転状態に応じて精度良く界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出することができる。

【0017】また、請求項5に記載の本発明のブラシレスDCモータの定数検出装置は、永久磁石を有する回転子と、この回転子を回転させる回転磁界を発生する複数相の固定子巻線を有する固定子とを備え、通電切換手段（例えば、後述する実施の形態でのインバータ13）により回転駆動されるブラシレスDCモータのインダクタンスを検出するブラシレスDCモータの定数検出装置であって、前記固定子巻線の巻線温度を検知する巻線温度検知手段（例えば、後述する実施の形態での巻線温度センサ45）と、前記回転子の温度を検知する回転子温度検知手段（例えば、後述する実施の形態での回転子温度センサ44）と、相電圧の位相角と実効値を検出する相電圧検出手段（例えば、後述する実施の形態での相電圧検出器46）と、相電流の位相角と実効値を検出する相電流検出手段（例えば、後述する実施の形態での相電流検出器47）と、回転子の磁極位置から誘起電圧の位相角を検出する位置検出手段（例えば、後述する実施の形態での位置センサ43）と、回転数を検出する回転数検出手段（例えば、後述する実施の形態での回転センサ41）と、出力トルクを検出する出力トルク検出手段（例えば、後述する実施の形態でのトルクセンサ42）と、前記誘起電圧と相電圧の位相の差からなる電圧位相差と、誘起電圧と相電流の位相の差からなる電流位相差を算出する位相差算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS14およびステップS17）と、所定温度における前記巻線の巻線抵抗値および前記ブラシレスDCモータの接続配線の配線抵抗値と、前記回転数に応じて予め設定された前記電圧位相差と前記電流位相差の補正值および前記回転数に応じて予め設定された機械損失と、前記回転子の温度に応じて予め設定された誘起電圧定数とを記憶する記憶手段（例えば、後述する実施の形態でのメモリ28）と、前記巻線温度および前記巻線抵抗値および前記配線抵抗値に基づいて回転駆動中の前記ブラシレスDCモータの相抵抗値を算出する相抵抗値算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS12）と、前記補正值に基づいて前記電流位相差と前記電圧位相差を補正した補正電圧位相差と補正電流位相差を算出する位相差補正手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS16～ステップS19）と、前記出力トルクおよび前記回転数に基づいて、前記ブラシレスDCモータのモータ出力電力およびモータ入力電力を算出するモータ電力算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS20）と、前記相抵抗値および前記相電流の全周波数成分を含む実効値に基づいて銅損失を算出する銅損失算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS21）と、前記モータ入力電力から前記モータ出力電力を減算してモータ全損失を算出するモータ全損失算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS22）と、前記モータ全損失から前記銅損失および前記機械損失を減算して前記鉄損失を算出する減算手段

（例えば、後述する実施の形態でのステップS26）

と、前記相電圧の全周波数成分を含む実効値および前記鉄損失に基づいて実効鉄損等価抵抗値を算出する等価抵抗値算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS27）と、前記実効鉄損等価抵抗値と前記補正電流位相差に基づいて、前記相電流の実効値から鉄損分を減算して鉄損成分を分離した実相電流を算出する実相電流算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS28）および前記実相電流の界磁軸電流値とトルク軸電流値に基づき、前記補正電流位相差から鉄損成分を分離した実電流位相差を算出する実位相差算出手段（例えば、後述する実施の形態ではステップS28が兼ねる）と、前記相抵抗値と前記回転数と前記誘起電圧定数と前記実相電流と前記補正電圧位相差と前記実電流位相差とに基づいて界磁軸インダクタンス及びトルク軸インダクタンスを算出するインダクタンス算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS29）とを備えたことを特徴としている。

【0018】上記構成のブラシレスDCモータの定数検出装置によれば、記憶手段に格納された所定温度における巻線抵抗値と、ブラシレスDCモータの回転駆動時に検出した巻線温度とに基づいて、温度補正後の巻線抵抗値を算出する。そして、算出した巻線抵抗値と記憶手段に格納された配線抵抗値とを加算して相抵抗値を算出して、相電流検出手段により検出した相電流によって銅損失を算出する。この銅損失と記憶手段に格納された機械損失とモータ全損失とに基づいて鉄損失を算出して、さらに、相電圧に対する鉄損等価抵抗値を算出することで鉄損成分を含まない実相電流を算出する。また、記憶手段に格納された電圧位相差と電流位相差の位相の補正值によって、位置検出手段により検出された位相差を補正して、さらに、鉄損成分を含まない電流位相差を算出する。そして、記憶手段に格納された誘起電圧定数と、検出値を基に算出した相抵抗値と実相電流と補正電圧位相差と電流位相差とに基づいて界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出することで、銅損失の変動と、鉄損失による相電流のずれと、位置検出手段の位相遅れによる検出誤差と、誘起電圧の変動とを考慮して精度良く各インダクタンスを算出することができる。

【0019】また、請求項6に記載の本発明のブラシレスDCモータの制御装置は、永久磁石を有する回転子と、この回転子を回転させる回転磁界を発生する複数相の固定子巻線を有する固定子とを備えたブラシレスDCモータを、複数のスイッチング素子からなり前記固定子巻線への通電を順次転流させる通電切換手段（例えば、後述する実施の形態でのインバータ13）により回転駆動させるブラシレスDCモータの制御装置であって、前記ブラシレスDCモータの相電圧の位相角と実効値を検出する相電圧検出手段（例えば、後述する実施の形態での相電圧検出器46）および相電流の位相角と実効値を

検出する相電流検出手段（例えば、後述する実施の形態での相電流検出器 47）および前記回転子の磁極位置から誘起電圧の位相角を検出する位置検出手段（例えば、後述する実施の形態での位置センサ 43）および回転数を検出する回転数検出手段（例えば、後述する実施の形態での回転センサ 41）と、前記ブラシレス DC モータの温度に基づいて、相抵抗値を算出する相抵抗値算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S12）および誘起電圧定数を導出する誘起電圧定数導出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S24）

と、前記誘起電圧と相電圧の位相の差からなる電圧位相差と、誘起電圧と相電流の位相の差からなる電流位相差を算出する位相差算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S14 およびステップ S17）と、前記回転数に基づいて前記電圧位相差と前記電流位相差を補正する位相補正值を算出する位相補正值算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S16）と、回転駆動中の前記ブラシレス DC モータの鉄損失を算出する鉄損失算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S20～ステップ S27）と、前記鉄損失に基づいて前記相電流から鉄損成分を減算して実相電流を算出する実相電流算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S28）と、前記相抵抗値と前記回転数と前記誘起電圧定数と前記電圧位相差と前記電流位相差と前記位相補正值と前記実相電流とに基づいて界磁軸インダクタンス及びトルク軸インダクタンスを算出するインダクタンス算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S29）と、トルク指令値を入力するトルク指令入力手段（例えば、後述する実施の形態でのトルク指令演算部 21）と、前記誘起電圧定数と前記界磁軸インダクタンスと前記トルク軸インダクタンスと前記トルク指令値とに基づいて、界磁軸電流指令値およびトルク軸電流指令値を算出する電流指令値算出手段（例えば、後述する実施の形態での目標電流演算部 22）と、前記界磁軸電流指令値と前記トルク軸電流指令値とに基づいて前記通電切換手段にパルス幅変調信号を出力するパルス幅変調信号出力手段（例えば、後述する実施の形態でのフィードバック制御部 23）とを備えたことを特徴としている。

【0020】上記構成のブラシレス DC モータの制御装置によれば、回転駆動中のブラシレス DC モータの温度変化に応じて相抵抗値を算出することで、銅損失を適切に算出することができる。さらに、回転駆動中のブラシレス DC モータの温度変化に応じて、例えばマップ検索等によって検索した誘起電圧定数と回転数検出手段により検出した回転数とを乗算することで、適切な誘起電圧を算出することができる。さらに、位置検出手段により検出された電圧位相差と電流位相差を回転数に応じて補正することで、位置検出手段の位相遅れ特性に起因する誤差の増大を防止することができる。さらに、回転駆動

中のブラシレス DC モータの鉄損失を算出して、相電流検出手段により検出された相電流から鉄損成分を減算することで、ブラシレス DC モータの実運転状態に応じた適切な相電流を算出することができる。

【0021】このようにして算出された相抵抗値と、誘起電圧と、電圧位相差と電流位相差と、位相補正值と、実相電流とに基づいて界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出することで、銅損失の変動と、誘起電圧の変動と、位置検出手段の位相遅れによる検出誤差と、鉄損失による相電流のずれとを考慮して精度良く各インダクタンスを算出することができる。これにより、ブラシレス DC モータの制御時において、トルク指令値に応じた正確な界磁軸電流指令値およびトルク軸電流指令値を算出することができ、初期応答精度を向上させることができる。さらに、鉄損成分を含まない実相電流に基づいてフィードバック制御を行うことができ、制御時の応答性や運転効率を向上させることができる。しかも、各検出手段で実測した検出値を多く用いて演算処理を行うため、例えば制御データを格納するために要するメモリ量が増大したり、演算処理が複雑化して制御装置の規模が増大することを防止して、制御装置を構成する際に要する費用の削減に資することができる。

【0022】さらに、請求項 7 に記載の本発明のブラシレス DC モータの制御装置は、前記ブラシレス DC モータの出力トルクを検出する出力トルク検出手段（例えば、後述する実施の形態でのトルクセンサ 42）を備え、前記鉄損失算出手段は、前記出力トルクおよび前記回転数に基づいて、前記ブラシレス DC モータのモータ出力電力およびモータ入力電力を算出するモータ電力算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S20）と、前記相抵抗値および前記相電流に基づいて銅損失を算出する銅損失算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S21）と、前記モータ入力電力から前記モータ出力電力を減算してモータ全損失を算出するモータ全損失算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S22）と、前記ブラシレス DC モータの機械損失を算出する機械損失算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S23）と、前記モータ全損失から前記銅損失および前記機械損失を減算して前記鉄損失を算出する減算手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S26）と、前記相電圧の全周波数成分を含む実効値および前記鉄損失に基づいて実測鉄損等価抵抗値を算出する等価抵抗値算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップ S27）とを備えたことを特徴としている。

【0023】上記構成のブラシレス DC モータの制御装置によれば、ブラシレス DC モータの全損失から銅損失と機械損失とを減算することで鉄損失を算出して、この鉄損失から相電圧に対する鉄損等価抵抗値を算出することで、相電流検出手段により検出された相電流に対して

鉄損成分を含まない実相電流を容易に算出することができる。ここで、機械損失に対しては、例えば回転数に応じた所定のマップ等を設定しておくことで、ブラシレスDCモータの実運転状態に応じた適切な機械損失を得ることができる。

【0024】さらに、請求項8に記載の本発明のブラシレスDCモータの制御装置では、前記相抵抗値算出手段は前記固定子巻線の巻線温度に基づいて前記相抵抗値を算出し、前記誘起電圧定数導出手段は前記回転子の温度に基づいて前記誘起電圧定数を導出することを特徴としている。

【0025】上記構成のブラシレスDCモータの制御装置によれば、回転駆動中のブラシレスDCモータにおいて、巻線温度の上昇に伴って増大する相抵抗値を適切に算出できると共に、界磁に利用する永久磁石の温度上昇に伴って減少する誘起電圧を適切に算出することができる。ここで、誘起電圧を算出する場合には、例えば回転子の温度に応じて変化する誘起電圧定数に対して所定のマップ等を設定しておき、マップ検索により得られる誘起電圧定数に回転数を乗算することで誘起電圧を容易に算出することができる。

【0026】さらに、請求項9に記載の本発明のブラシレスDCモータの制御装置は、永久磁石を有する回転子と、この回転子を回転させる回転磁界を発生する複数相の固定子巻線を有する固定子とを備えたブラシレスDCモータを、複数のスイッチング素子からなり前記固定子巻線への通電を順次転流させる通電切換手段（例えば、後述する実施の形態でのインバータ13）により回転駆動させるブラシレスDCモータの制御装置であって、前記ブラシレスDCモータの相電圧の位相角と実効値を検出する相電圧検出手段（例えば、後述する実施の形態での相電圧検出器46）および相電流の位相角と実効値を検出する相電流検出手段（例えば、後述する実施の形態での相電流検出器47）および回転子の磁極位置から誘起電圧の位相角を検出する位置検出手段（例えば、後述する実施の形態での位置センサ43）および回転数を検出する回転数検出手段（例えば、後述する実施の形態での回転センサ41）と、前記ブラシレスDCモータの温度に基づいて相抵抗値を算出する相抵抗値算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS12）と、前記電圧位相差と前記電流位相差を補正する位相補正値を算出する位相補正値算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS16）と、回転駆動中の前記ブラシレスDCモータの鉄損失を算出する鉄損失算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS20～ステップS27）と、前記鉄損失に基づいて前記相電流から鉄損成分を減算して実相電流を算出する実相電流算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS28）と、前記通電切換手段から前記ブラシレスDCモータへの電力供給を一時的に遮断する電力供給遮断手段（例え

ば、後述する実施の形態での遮断回路56）と、前記電力供給遮断手段による電力供給遮断中に前記相電圧検出手段により誘起電圧の電圧値を検出し、前記相抵抗値と前記誘起電圧の電圧値と前記電圧位相差と前記電流位相差と前記位相補正値と前記実相電流とに基づいて界磁軸インダクタンス及びトルク軸インダクタンスを算出するインダクタンス算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS29）と、トルク指令値を入力するトルク指令入力手段（例えば、後述する実施の形態でのトルク指令演算部21）と、前記誘起電圧および前記界磁軸インダクタンスおよび前記トルク軸インダクタンスおよび前記トルク指令値に基づいて、界磁軸電流指令値およびトルク軸電流指令値を算出する電流指令値算出手段（例えば、後述する実施の形態での目標電流演算部22）と、前記界磁軸電流指令値と前記トルク軸電流指令値とに基づいて前記通電切換手段にパルス幅変調信号を出力するパルス幅変調信号出力手段（例えば、後述する実施の形態でのフィードバック制御部23）とを備えたことを特徴としている。

【0027】上記構成のブラシレスDCモータの制御装置によれば、各検出手段からの検出信号に基づいて、銅損失の変動と、誘起電圧の変動と、回転角検出手段の位相遅れによる検出誤差と、鉄損失による相電流のずれとを考慮して界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出する際において、ブラシレスDCモータを回転駆動する通電切換手段からの電力供給を一時的に遮断することで、相電圧検出手段により誘起電圧を直接的に検出できると共に、回転角検出手段により実回転角を直接的に検出することができる。これにより、ブラシレスDCモータの実運転状態に応じて精度良く界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出することができる。

【0028】さらに、請求項10に記載の本発明のブラシレスDCモータの制御装置は、永久磁石を有する回転子と、この回転子を回転させる回転磁界を発生する複数相の固定子巻線を有する固定子とを備えたブラシレスDCモータを、複数のスイッチング素子からなり前記固定子巻線への通電を順次転流させる通電切換手段（例えば、後述する実施の形態でのインバータ13）により回転駆動させるブラシレスDCモータの制御装置であって、前記通電切換手段により回転駆動中の前記ブラシレスDCモータに対して、前記固定子巻線の巻線温度を検知する巻線温度検知手段（例えば、後述する実施の形態での巻線温度センサ45）と前記回転子の温度を検知する回転子温度検知手段（例えば、後述する実施の形態での回転子温度センサ44）と相電圧の位相角と実効値を検出する相電圧検出手段（例えば、後述する実施の形態での相電圧検出器46）と相電流の位相角と実効値を検出する相電流検出手段（例えば、後述する実施の形態での相電流検出器47）と回転子の磁極位置から誘起電圧

の位相角を検出する位置検出手段（例えば、後述する実施の形態での位置センサ４３）と回転数を検出する回転数検出手段（例えば、後述する実施の形態での回転センサ４１）と出力トルクを検出する出力トルク検出手段（例えば、後述する実施の形態でのトルクセンサ４２）と、前記誘起電圧と相電圧の位相の差からなる電圧位相差と、誘起電圧と相電流の位相の差からなる電流位相差を算出する位相差算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップＳ１４およびステップＳ１７）と、所定温度における前記巻線の巻線抵抗値および前記ブラシレスＤＣモータの接続配線の配線抵抗値と、前記回転数に応じて予め設定された前記電圧位相差と前記電流位相差の補正値および前記回転数に応じて予め設定された機械損失と、前記回転子の温度に応じて予め設定された誘起電圧定数とを記憶する記憶手段（例えば、後述する実施の形態でのメモリ２８）と、前記巻線温度および前記巻線抵抗値および前記配線抵抗値に基づいて回転駆動中の前記ブラシレスＤＣモータの相抵抗値を算出する相抵抗値算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップＳ１２）と、前記補正値に基づいて前記電流位相差と前記電圧位相差を補正した補正電圧位相差と補正電流位相差を算出する位相差補正手段（例えば、後述する実施の形態でのステップＳ１６～ステップＳ１９）と、前記出力トルクおよび前記回転数に基づいて、前記ブラシレスＤＣモータのモータ出力電力およびモータ入力電力を算出するモータ電力算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップＳ２０）と、前記相抵抗値および前記相電流の全周波数成分を含む実効値に基づいて銅損失を算出する銅損失算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップＳ２１）と、前記モータ入力電力から前記モータ出力電力を減算してモータ全損失を算出するモータ全損失算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップＳ２２）と、前記モータ全損失から前記銅損失および前記機械損失を減算して前記鉄損失を算出する減算手段（例えば、後述する実施の形態でのステップＳ２６）と、前記相電圧の全周波数成分を含む実効値および前記鉄損失に基づいて実効鉄損等価抵抗値を算出する等価抵抗値算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップＳ２７）と、前記実効鉄損等価抵抗値と前記補正電流位相差に基づいて、前記相電流の実効値から鉄損分を減算して鉄損成分を分離した実相電流を算出する実相電流算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップＳ２８）および前記実相電流の界磁軸電流値とトルク軸電流値に基づき、前記補正電流位相差から鉄損成分を分離した実電流位相差を算出する実位相差算出手段（例えば、後述する実施の形態ではステップＳ２８が兼ねる）と、前記相抵抗値と前記回転数と前記誘起電圧定数と前記実相電流と前記補正電圧位相差と前記実電流位相差とに基づいて界磁軸インダクタンス及びトルク軸インダクタンスを算出するインダクタンス算出手段（例えば、後

述する実施の形態でのステップＳ２９）と、トルク指令値を入力するトルク指令入力手段（例えば、後述する実施の形態でのトルク指令演算部２１）と、前記誘起電圧定数と前記界磁軸インダクタンスと前記トルク軸インダクタンスと前記トルク指令値に基づいて、界磁軸電流指令値およびトルク軸電流指令値を算出する電流指令値算出手段（例えば、後述する実施の形態での目標電流演算部２２）と、前記界磁軸電流指令値と前記トルク軸電流指令値とに基づいて前記通電切換手段にパルス幅変調信号を出力するパルス幅変調信号出力手段（例えば、後述する実施の形態でのフィードバック制御部２３）とを備えたことを特徴としている。

【００２９】上記構成のブラシレスＤＣモータの制御装置によれば、記憶手段に格納された所定温度における巻線抵抗値と、ブラシレスＤＣモータの回転駆動時に検出した巻線温度とに基づいて、温度補正後の巻線抵抗値を算出する。そして、算出した巻線抵抗値と記憶手段に格納された配線抵抗値とを加算して相抵抗値を算出して、相電流検出手段により検出した相電流によって銅損失を算出する。この銅損失と記憶手段に格納された機械損失とモータ全損失とに基づいて鉄損失を算出して、さらに、相電圧に対する鉄損等価抵抗値を算出することで鉄損成分を含まない実相電流を算出する。また、記憶手段に格納された位相の補正値によって、検出された電圧位相差と電流位相差を補正して、さらに、鉄損成分を含まない電流位相差を算出する。そして、誘起電圧定数と、相抵抗値と実相電流と補正電圧位相差と電流位相差とに基づいて界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出することで、銅損失の変動と、鉄損失による相電流のずれと、位置検出手段の位相遅れによる検出誤差と、誘起電圧の変動とを考慮して精度良く各インダクタンスを算出することができる。これにより、ブラシレスＤＣモータの制御時において、トルク指令値に応じた正確な界磁軸電流指令値およびトルク軸電流指令値を算出することができ、初期応答精度を向上させることができる。さらに、鉄損成分を含まない実相電流に基づいてフィードバック制御を行うことができ、制御時の応答性や運転効率を向上させることができる。

【００３０】また、請求項１１に記載の本発明のブラシレスＤＣモータの定数検出用プログラムは、コンピュータを、回転駆動中のブラシレスＤＣモータのインダクタンスを算出する手段として機能させるためのブラシレスＤＣモータの定数検出用プログラムであって、前記プログラムは、前記ブラシレスＤＣモータの温度に基づいて、相抵抗値を算出する相抵抗値算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップＳ１２）および誘起電圧定数を導出する誘起電圧定数導出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップＳ２４）と、前記誘起電圧と相電圧の位相の差からなる電圧位相差と、誘起電圧と相電流の位相の差からなる電流位相差を算出する位相差算

出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS 14およびステップS 17）と、前記ブラシレスDCモータの回転数に基づいて、前記電圧位相差と前記電流位相差を補正する位相補正值を算出する位相補正值算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS 16）

と、前記ブラシレスDCモータの鉄損失を算出する鉄損失算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS 20～ステップS 27）と、前記鉄損失に基づいて前記ブラシレスDCモータの相電流から鉄損成分を減算して実相電流の電流値を算出する実相電流算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS 28）と、前記相抵抗値と前記回転数と前記誘起電圧定数と前記電圧位相差と前記電流位相差と前記位相補正值と前記実相電流に基づいて界磁軸インダクタンス及びトルク軸インダクタンスを算出するインダクタンス算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS 29）と備えたことを特徴としている。

【0031】上記構成のブラシレスDCモータの定数検出用プログラムによれば、回転駆動中のブラシレスDCモータの温度変化に応じて相抵抗値を算出することで、銅損失を適切に算出することができる。さらに、回転駆動中のブラシレスDCモータの温度変化に応じて、例えばマップ検索等によって検索した誘起電圧定数と回転数検出手段により検出した回転数とを乗算することで、適切な誘起電圧を算出することができる。さらに、位置検出手段により検出された電圧位相差と電流位相差を回転数に応じて補正することで、位置検出手段の位相遅れ特性に起因する誤差の増大を防止することができる。さらに、回転駆動中のブラシレスDCモータの鉄損失を算出して、相電流検出手段により検出された相電流から鉄損成分を減算することで、ブラシレスDCモータの実運転状態に応じた適切な相電流を算出することができる。

【0032】このようにして算出された相抵抗値と、誘起電圧定数と、位相補正值と、実相電流とに基づいて界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出することで、銅損失の変動と、誘起電圧の変動と、位置検出手段の位相遅れによる検出誤差と、鉄損失による相電流のずれとを考慮して精度良く各インダクタンスを算出することができる。

【0033】さらに、請求項12に記載の本発明のブラシレスDCモータの定数検出用プログラムは、コンピュータを、回転駆動中のブラシレスDCモータのインダクタンスを算出する手段として機能させるためのブラシレスDCモータの定数検出用プログラムであって、前記プログラムは、前記ブラシレスDCモータの固定子巻線の巻線温度と回転子の温度と、相電圧の位相角と実効値と、相電流の位相角と実効値と、誘起電圧と相電圧の位相の差からなる電圧位相差と、誘起電圧と相電流の位相の差からなる電流位相差と、回転数と、出力トルクと、所定温度における前記巻線の巻線抵抗値および前記ブラ

シレスDCモータの接続配線の配線抵抗値と、前記回転数に応じて予め設定された前記電圧位相差と前記電流位相差の補正值および前記回転数に応じて予め設定された機械損失と、前記回転子の温度に応じて予め設定された誘起電圧定数と誘起電圧の位相角とを、演算データとして読み込む演算データ読込手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS 11およびステップS 16およびステップS 23およびステップS 24）と、前記巻線温度および前記巻線抵抗値および前記配線抵抗値に基づいて回転駆動中の前記ブラシレスDCモータの相抵抗値を算出する相抵抗値算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS 12）と、前記電圧位相差と前記電流位相差を算出する位相差算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS 14およびステップS 17）と、前記補正值に基づいて前記電流位相差と前記電圧位相差を補正した補正電圧位相差と補正電流位相差を算出する位相差補正手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS 16～ステップS 19）と、前記出力トルクおよび前記回転数に基づいて、前記ブラシレスDCモータのモータ出力電力およびモータ入力電力を算出するモータ電力算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS 20）と、前記相抵抗値および前記相電流の全周波数成分を含む実効値に基づいて銅損失を算出する銅損失算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS 21）と、前記モータ入力電力から前記モータ出力電力を減算してモータ全損失を算出するモータ全損失算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS 22）と、前記モータ全損失から前記銅損失および前記機械損失を減算して前記鉄損失を算出する減算手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS 26）と、前記相電圧の全周波数成分を含む実効値および前記鉄損失に基づいて実測鉄損等価抵抗値を算出する等価抵抗値算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS 27）と、前記実測鉄損等価抵抗値と前記補正電流位相差に基づいて、前記相電流の実効値から鉄損成分を減算して鉄損成分を分離した実相電流の電流値を算出する実相電流算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS 28）および前記実相電流の界磁軸電流値とトルク軸電流値に基づき、前記補正電流位相差から鉄損成分を分離した実電流位相差を算出する実位相差算出手段（例えば、後述する実施の形態ではステップS 28が兼ねる）と、前記相抵抗値と前記回転数と前記誘起電圧定数と前記実相電流と、前記補正電圧位相差と前記実電流位相差とに基づいて界磁軸インダクタンス及びトルク軸インダクタンスを算出するインダクタンス算出手段（例えば、後述する実施の形態でのステップS 29）とを備えたことを特徴としている。

【0034】上記構成のブラシレスDCモータの定数検出用プログラムによれば、演算データ読込手段により読み込んだ所定温度における巻線抵抗値および巻線温度に

に基づいて、温度補正後の巻線抵抗値を算出する。そして、算出した巻線抵抗値と配線抵抗値とを加算して相抵抗値を算出して、さらに相電流によって銅損失を算出する。この銅損失と機械損失とモータ全損失とに基づいて鉄損失を算出して、さらに、相電圧に対する鉄損等価抵抗値を算出することで鉄損成分を含まない実相電流を算出する。また、演算データ読込手段により読み込んだ電圧位相差と電流位相差の補正值によって電圧位相差と電流位相差を補正して、さらに、鉄損成分を含まない実位相差を算出する。そして、演算データ読込手段により読み込んだ誘起電圧定数と、相抵抗値と、実相電流と、実位相差とに基づいて界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出することで、銅損失の変動と、鉄損失による相電流のずれと、位置検出手段の位相遅れによる検出誤差と、誘起電圧の変動とを考慮して精度良く各インダクタンスを算出することができる。

【0035】

【発明の実施の形態】以下、本発明のブラシレスDCモータの制御装置の一実施形態について添付図面を参照しながら説明する。図1は本発明の一実施形態に係るブラシレスDCモータの制御装置10の構成図であり、図2は図1に示すフィードバック制御部23と定数演算部27の具体的構成を示す構成図であり、図3は図1に示すブラシレスDCモータの定数検出装置15の検出部26の具体的構成を示す構成図である。本実施の形態によるブラシレスDCモータの制御装置10（以下、「モータ制御装置10」という）は、例えば電気自動車やハイブリッド車両等に搭載されるブラシレスDCモータ11（以下、「モータ11」という）を駆動制御するものであって、このモータ11は、界磁に利用する永久磁石を有する回転子（図示略）と、この回転子を回転させる回転磁界を発生する固定子（図示略）とを備えて構成されている。図1に示すように、このモータ制御装置10は、例えば、ECU（Electric Control Unit）12と、インバータ13と、電源14と、ブラシレスDCモータの定数検出装置15（以下、「定数検出装置15」という）とを備えて構成されている。

【0036】通電切換手段であるインバータ13は、例えばパルス幅変調によるPWMインバータをなすものであって、IGBT等のスイッチング素子を複数用いてブリッジ接続したスイッチング回路から構成されている。そして、インバータ13は、例えばバッテリーや燃料電池等からなる電源14から供給される直流電力を、3相交流電力に変換してモータ11に供給する。すなわち、モータ11の固定子の巻線への通電を順次転流させるよう

になっている。ECU12はインバータ13の電力変換動作を制御しており、スイッチング指令としてU相交流電圧指令値 $*V_u$ 及びV相交流電圧指令値 $*V_v$ 及びW相交流電圧指令値 $*V_w$ をインバータ13に入力して、これらの各電圧指令値 $*V_u$ 、 $*V_v$ 、 $*V_w$ に応じたU相電流 I_u 及びV相電流 I_v 及びW相電流 I_w を、インバータ13からモータ11の各相へと出力させる。

【0037】このためECU12は、トルク指令演算部21と、目標電流演算部22と、フィードバック制御部23とを備えて構成されている。トルク指令演算部21は、例えば運転者によるアクセルペダルの踏み込み操作等に関するアクセル操作量 A_c 及び回転数 N に基づいて必要とされるトルク値を演算して、このトルク値をモータ11に発生させるためのトルク指令 $*T$ を生成して目標電流演算部22へ出力する。

【0038】目標電流演算部22は、トルク指令値 $*T$ に基づいて、インバータ13からモータ11に供給する各相電流 I_u 、 I_v 、 I_w を指定するための電流指令を演算しており、この電流指令は、回転する直交座標上でのd軸目標電流 $*I_d$ 及びq軸目標電流 $*I_q$ として、フィードバック制御部23へ出力されている。この回転直交座標をなすd-q座標は、例えば回転子の磁束方向をd軸（トルク軸）とし、このd軸と直交する方向をq軸（界磁軸）としており、モータ11の回転子（図示略）とともに同期して電気角速度 ω_{re} で回転している。これにより、インバータ13からモータ11の各相に供給される交流信号に対する電流指令として、直流的な信号であるd軸目標電流 $*I_d$ 及びq軸目標電流 $*I_q$ を与えるようになっている。

【0039】ここで、目標電流演算部22は、d軸電流演算部24と、q軸電流演算部25とを備えて構成されている。d軸電流演算部24は、下記数式（1）に示すように、トルク指令 $*T$ と、後述する誘起電圧定数 K_e とに基づいて、d軸目標電流 $*I_d$ を算出する。q軸電流演算部25は、下記数式（2）に示すように、トルク指令 $*T$ と、後述する誘起電圧定数 K_e およびd軸インダクタンス L_d およびq軸インダクタンス L_q とに基づいて、q軸目標電流 $*I_q$ を算出する。

【0040】

【数1】

$$*I_d = \frac{*T}{K_e} \quad \dots (1)$$

【0041】

【数2】

$$*I_q = \frac{-K_e + \sqrt{K_e^2 + 4 \cdot (L_d - L_q)^2 \cdot (*I_d)^2}}{2 \cdot (L_d - L_q)} \quad \dots (2)$$

【0042】フィードバック制御部23は、d-q座標上

で電流のフィードバック制御を行うものであり、d軸目

標電流 $\ast I_d$ 及び q 軸目標電流 $\ast I_q$ に基づいて、各電圧指令値 $\ast V_u$ 、 $\ast V_v$ 、 $\ast V_w$ を算出し、インバータ13へパルス幅変調信号を入力すると共に、実際にインバータ13からモータ11に供給される各相電流 I_u 、 I_v 、 I_w を dq 座標上に変換して得た d 軸電流 I_d 及び q 軸電流 I_q と、 d 軸目標電流 $\ast I_d$ 及び q 軸目標電流 $\ast I_q$ との各偏差がゼロとなるように制御を行う。このため、フィードバック制御部23には、定数検出装置15から出力される d 軸電流 I_d 及び q 軸電流 I_q 、さらに d 軸インダクタンス L_d 及び q 軸インダクタンス L_q 等の信号が入力されている。

【0043】定数検出装置15は、検出部26と、演算部27とを備えて構成されており、モータ11に備えられた検出部26から出力されるモータ11の回転数 N の検出信号と、モータ11から出力されるモータトルク T_{or} の検出信号と、モータ11の磁極位置 θ_{re} （電気角）の検出信号と、モータ温度 T_{mag} つまりモータ11の回転子（図示略）の温度の検出信号と、巻線温度 T_1 、 \dots 、 T_n つまりモータ11の固定子（図示略）の巻線に対する複数位置での温度の検出信号と、モータ11の各相に供給される相電圧（例えば、インバータ13の各相出力点のうちの U 相出力点 U と中性点 N との間の U 相電圧 V_{un} ）の検出信号と、モータ11の各相に供給される相電流（例えば、 U 相電流 I_u 及び W 相電流 I_w ）の検出信号と、電源14から出力される電源電圧 V_{dc} の検出信号とが入力されている。そして、後述するように、検出部26から出力される各種の検出信号に基づいて所定の補正処理を行って、 d 軸電流 I_d 及び q 軸電流 I_q と、誘起電圧定数 K_e と、 d 軸インダクタンス L_d 及び q 軸インダクタンス L_q とを算出する。なお、定数検出装置15の作動タイミングは、特に限定されるものではないが、好ましくは、モータ11の定常運転時あるいは所定の回転数を越えた時点で作動するように設定されている。

【0044】以下に、フィードバック制御部23について図2を参照しながら説明する。定数検出装置15から出力された d 軸電流 I_d 及び q 軸電流 I_q は、それぞれ減算器31、32に入力されている。そして、減算器31は d 軸目標電流 $\ast I_d$ と d 軸電流 I_d との偏差 ΔI_d を算出し、減算器32は q 軸目標電流 $\ast I_q$ と q 軸電流 I_q との偏差 ΔI_q を算出する。この場合、 d 軸目標電流 $\ast I_d$ 及び q 軸目標電流 $\ast I_q$ と、 d 軸電流 I_d 及び q 軸電流 I_q とは直流的な信号であるため、例えば位相遅れや振幅誤差等は直流分として検出される。

【0045】各減算器31、32から出力された偏差 ΔI_d 及び偏差 ΔI_q は、それぞれ電流制御部33、34に入力されている。そして、電流制御部33は、例えば P （比例積分）動作により偏差 ΔI_d を制御増幅して d 軸電圧指令値 $\ast V_d$ を算出し、電流制御部34は、例えば P （比例積分）動作により偏差 ΔI_q を制御増幅して q 軸電圧

指令値 $\ast V_q$ を算出する。

【0046】電流制御部33から出力された d 軸電圧指令値 $\ast V_d$ 及び電流制御部34から出力された q 軸電圧指令値 $\ast V_q$ は $dq \cdot 3$ 相交流座標変換器38に入力されている。 $dq \cdot 3$ 相交流座標変換器38は、 dq 座標上での d 軸電圧指令値 $\ast V_d$ 及び q 軸電圧指令値 $\ast V_q$ を、静止座標である3相交流座標上での例えば U 相交流電圧指令値 $\ast V_u$ 及び V 相交流電圧指令値 $\ast V_v$ 及び W 相交流電圧指令値 $\ast V_w$ に変換する。

10 【0047】そして、 $dq \cdot 3$ 相交流座標変換器38から出力された U 相交流電圧指令値 $\ast V_u$ 及び V 相交流電圧指令値 $\ast V_v$ 及び W 相交流電圧指令値 $\ast V_w$ は、インバータ13のスイッチング素子をオン／オフさせるためのスイッチング指令としてインバータ13に供給されている。

【0048】以下に、定数検出装置15について、図1から図3を参照しながら説明する。図3に示すように、検出部26は、例えば、回転センサ41と、トルクセンサ42と、位置センサ43と、回転子温度センサ44
20 と、巻線温度センサ45と、相電圧検出器46と、例えば2つの相電流検出器47、47とを備えて構成されている。

【0049】回転センサ41は、モータ11の回転子（図示略）の回転数 N を検出する。トルクセンサ42は、モータ11から出力されるモータトルク T_{or} を検出する。位置センサ43は、モータ11の回転子（図示略）の磁極位置 θ_{re} （位相角）を検出する。なお、磁極位置 θ_{re} （位相角）は、誘起電圧の位相角に相当する。回転子温度センサ44は、モータ温度 T_{mag} つまりモータ11の回転子（図示略）に備えられた永久磁石の温度を検出する。巻線温度センサ45は、巻線温度 T_1 、 \dots 、 T_n （ n は任意の自然数）つまりモータ11の固定子に巻回されたモータ巻線に対して複数の所定位置における温度を検出する。

【0050】相電圧検出器46は、モータ11の各相に供給される相電圧（例えば、インバータ13の各相出力点のうちの U 相出力点 U と中性点 N との間の U 相電圧 V_{un} ）を検出するものであり、検出信号に基づき相電圧の一次成分の位相と実効値、さらには、全周波数成分を含む実効値が $ECU12$ にて演算される。相電流検出器47、47は、モータ11の各相に供給される相電流 I_m （例えば、 U 相電流 I_u ）を検出するものであり、検出信号に基づき相電流の一次成分の位相と実効値、さらには、全周波数成分を含む実効値が $ECU12$ にて演算される。

【0051】また、図2に示すように、定数検出装置15の演算部27は、例えば交流 $\cdot dq$ 座標変換器51と、 d 軸 $\cdot q$ 軸電流演算部（ $I_d \cdot I_q$ 演算部）52と、誘起電圧定数演算部（ K_e 演算部）53と、 d 軸 $\cdot q$ 軸インダクタンス推定演算部（ $L_d \cdot L_q$ 推定演算
50

部) 54とを備えている。交流・d q座標変換器51は、静止座標上における適宜の一相の電流、例えばU相電流 I_u を、モータ11の回転位相による回転座標すなわちd q座標上でのd軸電流 I_d 及びq軸電流 I_q に変換する。

【0052】d軸・q軸電流演算部52は、後述するように、交流・d q座標変換器51にて算出された鉄損成分を含むd軸電流 I_d 及びq軸電流 I_q に所定の補正処理を行って鉄損成分を除去した補正後のd軸電流 I_d 及びq軸電流 I_q を、新たなd軸電流 I_d 及びq軸電流 I_q としてフィードバック制御部23へ出力する。誘起電圧定数演算部53は、後述するように、モータ11の駆動時におけるモータ温度 T_{mag} に基づいて、モータ温度 T_{mag} に応じて変化する誘起電圧定数 K_e を、例えば予め設定されたマップ等からマップ検索する。d軸・q軸インダクタンス推定演算部54は、後述するように、モータ11の実運転状態でのd軸インダクタンス L_d 及びq軸インダクタンス L_q を算出してECU12へ出力する。

【0053】本実施の形態によるモータ制御装置10は上記構成を備えており、次に、このモータ制御装置10の動作について、特に、定数検出装置15の動作について添付図面を参照しながら説明する。図4は定数検出装置15の概略動作について示すフローチャートであり、図5は定数検出装置15の具体的な演算動作について示すフローチャートであり、図6は回転数 N の変化に伴って変化する位置センサ43にて検出された磁極位置 θ_{re} から求まる誘起電圧の位相遅れ θ を示すグラフ図であり、図7は回転数 N の変化に伴って変化する機械損失 P_{loss_mecha} を示すグラフ図であり、図8は回転子温度 T_{mag} の変化に伴って変化する誘起電圧定数 K_e を示すグラフ図であり、図9は並列回路パラメータによる鉄損電流の分離方法のモデルを示す図であり、図10は図9の並列回路パラメータによる電圧ベクトル図を示す図である。

【0058】次に、ステップS13においては、相電圧検出器46にて検出された相電圧（例えば、U相電圧 V_u ）から、例えば高速フーリエ変換器FFTにより相電圧の一次成分を算出して、さらに、この一次成分に対する実効値電圧、つまり相電圧一次成分実効値電圧 V を算出する。次に、ステップS14においては、位置センサ43にて検出された誘起電圧の位相差に相当する磁極位置 θ_{re} と、相電圧検出器46にて検出された相電圧（例えば、U相電圧 V_u ）から例えば高速フーリエ変換器FFTにより得られた相電圧の一次成分とに基づいて、誘起電圧の位相と相電圧の一次成分の位相との位相差を表す電圧位相差 γ_1 を算出する。次に、ステップS

*【0054】まず、図4に示すステップS01においては、検出部26から各検出信号（計測値）を取得する。次に、ステップS02においては、例えばモータ11の固定子（図示略）の巻線温度 T_1, \dots, T_n に応じて変化する巻線抵抗 R_o を補正することで、温度補正後の銅損失 P_{loss_r} を算出する。次に、ステップS03においては、例えば、モータ11の全損失 P_{loss_all} と、銅損失 P_{loss_r} と、機械損失 P_{loss_mecha} とに基づいて、鉄損失 P_{loss_iron} を算出する。

【0055】次に、ステップS04においては、後述するように、実測鉄損等価抵抗 r_{i_real} を算出する。次に、ステップS05においては、鉄損失分離後の実効的な相電流（以下、「実相電流」という）を算出する。次に、ステップS06においては、鉄損失分離後の実相電流や上記計測値を用いて導出される相抵抗値や誘起電圧や実電流位相差に基づいてd軸インダクタンス L_d 及びq軸インダクタンス L_q を算出する。次に、ステップS07においては各インダクタンス L_d, L_q に基づいて、電圧ベクトル図を描画する。

【0056】以下に、定数検出装置15の定数演算部27における具体的な演算動作について添付図面を参照しながら説明する。まず、図5に示すステップS11においては、初期設定値として、所定の常温時（例えば、温度 $\#T=20^\circ\text{C}$ ）での巻線抵抗 R_o および配線抵抗 r を、予めメモリ28に記憶されたデータから読み込む。次に、ステップS12において、下記数式(3)に示すように、モータ11の駆動時における、モータ11の固定子（図示略）の巻線に対する複数の所定位置にて検出した巻線温度 T_1, \dots, T_n （ n は任意の自然数）と、巻線の素材に応じて異なる所定の温度勾配係数 C とに基づいて巻線抵抗 R_o を補正して得た値に、配線抵抗 r を加算して、温度補正後の相抵抗値 R を算出する。

【0057】

*【数3】

$$R = r + R_o \left\{ 1 + C \times \frac{(T_1 - \#T) + \dots + (T_n - \#T)}{n} \right\} \dots (3)$$

15においては、回転センサ41によってモータ11の回転子（図示略）の回転数 N を取得する。

【0059】次に、ステップS16においては、モータ11の回転数 N に応じて変化する、誘起電圧に対する位置センサ43の位相遅れ θ を、予めメモリ28に記憶されたデータから検索する。すなわちモータ11において、永久磁石を備えた回転子が回転することによって、固定子の巻線内を貫く界磁磁束に磁束密度の変化が生じて、巻線に誘起電圧が誘起される。この誘起電圧に対して、位置センサ43にて検出された磁極位置 θ_{re} （電気角）から求まる誘起電圧の位相は、図6に示すようにモータ11の回転数 N の増大に伴って増大傾向に変化する

る位相遅れ θ を有しており、メモリ28には、回転数 N 毎の位相遅れ θ のデータが記憶されており、定数演算部27は、回転駆動中に検出された回転数 N に対応する位相遅れ θ を検索し読み込む。

【0060】次に、ステップS17においては、相電流検出器47にて検出された相電流 I_m （例えば、U相電流 I_u ）から、例えば高速フーリエ変換器FFTにより得られた相電流の一次成分の位相と、位置センサ43にて検出された誘起電圧の位相とに基づいて、相電流の一次成分と誘起電圧との位相差を表す電流位相差 α_1 を算出する。次に、ステップS18においては、下記数式

(4)に示すように、ステップS16にて検索した位置センサ43の位相遅れ θ と、電流位相差 α_1 とに基づいて、位置センサ43の位相遅れ θ を回転センサ41が検出した回転数 N に応じて補正した後の、補正電流位相差 α_2 を算出する。なお、この補正位相差 α_2 が、まだ鉄損成分を含んでおり、後述する界磁軸インダクタンス（q軸インダクタンス L_q ）とトルク軸インダクタンス（d軸インダクタンス L_d ）の演算に用いられる。

【0061】

【数4】

$$\alpha_2 = \alpha_1 - \theta \quad \dots (4)$$

【0062】次に、ステップS19においては、下記数式(5)に示すように、ステップS14にて算出した位置センサ43が検出した誘起電圧の位相と相電圧の一次成分の位相との位相差を表す電圧位相差 γ_1 と、ステップS16にて回転数 N に応じて検索した位置センサ43の位相遅れ θ とに基づいて、電圧位相差 γ_1 から位置センサ43の位相遅れ θ を減算して補正した後の相電圧の一次成分と誘起電圧の位相との位相差を表す補正電圧位相差 γ を算出する。この補正電圧位相差 γ が相電圧の一次成分と誘起電圧の実電圧位相差として、後述する界磁軸インダクタンス（q軸インダクタンス L_q ）とトルク軸インダクタンス（d軸インダクタンス L_d ）の演算に用いられる。

【0063】

【数5】

$$\gamma = \gamma_1 - \theta \quad \dots (5)$$

【0064】次に、ステップS20においては、下記数式(6)に示すように、回転センサ41にて検出されたモータ11の回転数 N と、トルクセンサ42にて検出されたモータトルク T_{or} とに基づいて、モータ11の出力電力 P_{out} を算出する。

【0065】

【数6】

$$P_{out} = T_{or} \cdot N \quad \dots (6)$$

【0066】次に、ステップS21においては、下記数式(7)に示すように、ステップS12にて算出した相

抵抗値 R と、相電流検出器47にて検出した相電流の全周波数成分を含んだ実効的な電流値である相電流 I_m （例えば、U相電流 I_u ）とに基づいて、銅損失 P_{loss_r} を算出する。

【0067】

【数7】

$$P_{loss_r} = 3 \cdot I_m^2 \cdot R \quad \dots (7)$$

【0068】次に、ステップS22においては、下記数式(8)に示すように、ステップS22にて算出したモータ11の出力電力 P_{out} を、インバータ13からモータ11へ供給されるモータ投入電力 P_{in} の検出値から減算することによりモータ11の全損失 P_{loss_all} を算出する。

【0069】

【数8】

$$P_{loss_all} = P_{in} - P_{out} \quad \dots (8)$$

【0070】次に、ステップS23においては、モータ11の回転数 N に応じて変化する機械損失 P_{loss_mecha} を、予めメモリ28に記憶されたデータマップから検索する。ここで、機械損失 P_{loss_mecha} は、図7に示すように回転数 N の増大に伴って増加傾向に変化する特性があり、メモリ28には回転数 N 毎の機械損失 P_{loss_mecha} の値が記憶されており、定数演算部27は、回転駆動中に検出された回転数 N に対応する機械損失 P_{loss_mecha} の値を検索し読み込む。次に、ステップS24においては、回転子温度センサ44にて検出したモータ駆動時における回転子温度 T_{mag} に基づいて、回転子温度 T_{mag} に応じて変化する誘起電圧定数 K_e を予めメモリ28に記憶したデータマップ等からマップ検索し読み込む。そして、下記数式(9)に示すように、誘起電圧定数 K_e と、回転数 N とに基づいて温度補正後の誘起電圧 E を算出する。なお、誘起電圧定数 K_e は、図8に示すように回転子温度 T_{mag} の増大に伴って減少傾向に変化する。

【0071】

【数9】

$$E = K_e \cdot N \quad \dots (9)$$

【0072】次に、ステップS25においては、相電流検出器47にて検出された相電流 I_m （例えば、U相電流 I_u ）から、例えば高速フーリエ変換器FFTにより得られた相電流の一次成分の実効値電流、つまり相電流一次成分実効値電流 I_e を算出する。次に、ステップS26においては、下記数式(10)に示すように、ステップS22にて算出したモータ11の全損失 P_{loss_all} からステップS21にて算出した銅損失 P_{loss_r} と、ステップS23にて検索した機械損失 P_{loss_mecha} とを減算して、鉄損失 P_{loss_i}

ironを算出する。
【0073】

* 【数10】

$$Ploss_iron = Ploss_all - Ploss_r - Ploss_mecha \quad \dots(10)$$

【0074】次に、ステップS27においては、下記数式(11)に示すように、相電圧検出器46にて検出された相電圧(例えば、U相電圧 V_{un})から、例えば高速フーリエ変換器FFTにより得られた相電圧の全周波数成分を含む実効値 Val と、ステップS26にて算出した鉄損失 $Ploss_iron$ とに基づいて、実測鉄損等価抵抗 ri_real を算出する。なお、下記数式(11)を導出する際には、例えば、後述する図9に示すように、並列回路パラメータによる鉄損電流の分離方法を三相巻線に適用しており、鉄損等価抵抗 ri の3倍の値を算出する。

【0075】
【数11】

$$ri_real = 3 \cdot \frac{(Val)^2}{Ploss_iron} \quad \dots(11)$$

※【0076】次に、ステップS28においては、下記数式(12)に示すように、ステップS25にて算出した相電流一次成分実効値電流 I_e と、ステップS18にて算出した相電流の一次成分と位置センサ43で検出される誘起電圧の位相との位相差を補正した補正電流位相差 α_2 と、ステップS13にて算出した相電圧一次成分実効値電圧 V と、ステップS19にて算出した位置センサ43の位相遅れ θ を補正した後の、相電圧の一次成分と誘起電圧との位相差を補正した補正電圧位相差(実電圧位相差) γ と、ステップS27にて算出した実測鉄損等価抵抗 ri_real とに基づいて鉄損失分離後の界磁軸電流値 I_q とトルク軸電流値 I_d とを算出し、算出した各電流値 I_d 、 I_q から鉄損失分離後の実電流位相差 α を算出し、さらに、算出された実電流位相差 α に基づいて鉄損失分離後の相電流一次成分 I を算出する。

【0077】

※ 【数12】

$$\left. \begin{aligned} Id &= I \cdot \cos \alpha = I_e \cdot \cos(\alpha_2) - \frac{V \cdot \cos \gamma}{ri_real} \\ Iq &= I \cdot \sin \alpha = I_e \cdot \sin(\alpha_2) - \frac{V \cdot \sin \gamma}{ri_real} \\ \alpha &= \tan^{-1} \left(\frac{I \sin \alpha}{I \cos \alpha} \right) \\ I &= \frac{I \cos \alpha}{\cos \alpha} = \frac{I \sin \alpha}{\sin \alpha} \end{aligned} \right\} \quad \dots(12)$$

【0078】次に、ステップS29においては、下記数式(13)に示すように、モータ11の極対数 P と、角速度 ω と、補正電圧位相差(実電圧位相差) γ と、ステップS28にて算出した鉄損失分離後の実電流位相差 α 及び鉄損失分離後の相電流一次成分 I と、ステップS12にて算出した相抵抗値 R と、ステップS24にて算出した温度補正後の誘起電圧 E と、ステップS13にて算

★出した相電圧一次成分実効値電圧 V とに基づいて、 d 軸(トルク軸)インダクタンス L_d と、 q 軸(界磁軸)インダクタンス L_q とを算出して、一連の処理を終了する。

【0079】

【数13】

$$\left. \begin{aligned} Ld &= \frac{V \cdot \sin(\alpha + \beta) - I \cdot R \cdot \sin \alpha}{I \cdot \omega \cdot \cos \alpha} \\ Lq &= \frac{E + I \cdot \cos \alpha \cdot R - V \cdot \cos(\alpha + \beta)}{I \cdot \omega \cdot \sin \alpha} \\ \beta &= \gamma - \alpha \\ \omega &= \frac{N \cdot P \cdot 2 \cdot \pi}{60} \end{aligned} \right\} \quad \dots(13)$$

★ 40

【0080】以下に、d軸（トルク軸）インダクタンス L_d と、q軸（界磁軸）インダクタンス L_q の算出例について説明する。まず、初期設定値として、常温時の巻線抵抗 $R_o=0.035[\Omega]$ と配線抵抗 $r=0.004[\Omega]$ を読み込む。次に、予め設定されている導線の温度勾配係数 $C=0.00393$ と、検出された巻線温度 $T_1=115[^\circ\text{C}]$ 、 $T_2=100[^\circ\text{C}]$ 、 $T_3=121[^\circ\text{C}]$ とを、数式(3)に代入して、相抵抗値 $R=0.052[\Omega]$ が算出される。

【0081】次に相電圧を高速フーリエ変換器FFTによりフーリエ変換して算出される相電圧一次成分実効値 $V=115[\text{V}]$ を取得し、さらに、高速フーリエ変換器FFTにより得られた相電圧の一次成分の位相と位置センサ43の信号から求まる誘起電圧の位相との電位位相差 $\gamma_1=60[\text{deg}]$ を算出する。次に、回転センサ41からの検出信号により回転数 $N=12000/60[1/s]$ を検出し、この回転数 $N=12000/60[1/s]$ のときの位相遅れ $\theta=-3[\text{deg}]$ をデータマップから読み込む。

【0082】次に相電流を高速フーリエ変換器FFTによりフーリエ変換して算出される相電流一次成分の位相と上記誘起電圧の位相との電流位相差 $\alpha_1=63[\text{deg}]$ を算出する。次に、上記数式(4)により、位置センサ43の位相遅れ θ を補正した後の相電流一次成分の位相と誘起電圧位相との位相差の補正電流位相差 $\alpha_2=\alpha_1-\theta=63-(-3)=66[\text{deg}]$ を算出する。次に、上記数式(5)により、位置センサ43の位相遅れ θ を補正した後の相電圧一次成分の位相と誘起電圧位相との位相差 $\gamma=\gamma_1-\theta=42-(-3)=45[\text{deg}]$ を算出する。そして、下記数式(14)に示すように、モータ11の回転数 N 、トルク T_{or} を元に上記数式(6)によりモータ11の出力電力 $P_{out}=25133[\text{W}]$ を算出する。

【0083】

【数14】

$$P_{out} = T_{or} \cdot N$$

$$= 20[Nm] \cdot \frac{12000}{60}[1/s] \times 2 \times \pi$$

$$= 25133[W]$$

…(14)

【0084】そして、下記数式(15)に示すように、

$$P_{loss_iron} = P_{loss_all} - P_{loss_r} - P_{loss_mecha}$$

$$= 1945 - 1130 - 68$$

$$= 747[W]$$

…(18)

【0092】次に、下記数式(19)に示すように、相電圧の全周波数成分を含む実効値 V_{all} と、鉄損失 P

相抵抗値 R 、相電流 I_m を元に上記数式(7)により銅損失 $P_{loss_r}=1130[\text{W}]$ を算出する。

【0085】

【数15】

$$P_{loss_r} = 3 \cdot (I_m)^2 \cdot R$$

$$= 3 \cdot (85.1)^2 \cdot 0.052$$

$$= 1130[W]$$

…(15)

10 【0086】そして、下記数式(16)に示すように、出力電力 P_{out} 、インバータ13から供給されるモータ投入電力 P_{in} を元に上記数式(8)によりモータ11の全損失 $P_{loss_all}=1945[\text{W}]$ を算出する。

【0087】

【数16】

$$P_{loss_all} = P_{in} - P_{out}$$

$$= 27078 - 25133$$

$$= 1945[W]$$

…(16)

20

【0088】次に、回転数 N により、機械損失 $P_{loss_mecha}=68[\text{W}]$ を検索して取得し、回転子温度 T_{mag} を元に温度補正後の誘起電圧定数 K_e を検索して取得し、下記数式(17)に示すように、これらを元に上記数式(9)により温度補正後の誘起電圧 $E=180[\text{V}]$ を算出する。

【0089】

【数17】

$$E = K_e \cdot N$$

$$= 0.015 \cdot 12000$$

$$= 180[V]$$

…(17)

30

【0090】さらに、高速フーリエ変換器FFTにより、相電流一次成分実効値電流 $I_e=83.5[\text{A}]$ を算出し、下記数式(18)に示すように、モータ11の全損失 P_{loss_all} と銅損失 P_{loss_r} と機械損失 P_{loss_mecha} から上記数式(10)により鉄損失 $P_{loss_iron}=747[\text{W}]$ を演算する。

【0091】

【数18】

40

50

P_{loss_iron} と、上記数式(11)により実測鉄損等価抵抗 $r_{i_real}=69[\Omega]$ を算出する。

【0093】

【数19】

$$\begin{aligned}
 ri_real &= 3 \cdot \frac{(V_{all})^2}{P_{loss_iron}} \\
 &= 3 \cdot \frac{(131)^2}{747} \\
 &= 69 [\Omega]
 \end{aligned}$$

…(19) *

$$\begin{aligned}
 I \cdot \cos \alpha &= I_e \cdot \cos(\alpha 2) - \frac{V \cdot \cos \gamma}{ri_real} \\
 &= 83.5 \cdot \cos(66) - \frac{115 \cdot \cos(45)}{69} \\
 &= 83.5 \cdot 0.407 - \frac{115 \cdot 0.707}{69} = 33 [A]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I \cdot \sin \alpha &= I_e \cdot \sin(\alpha 2) - \frac{V \cdot \sin \gamma}{ri_real} \\
 &= 83.5 \cdot \sin(66) - \frac{115 \cdot \sin(45)}{69} \\
 &= 83.5 \cdot 0.914 - \frac{115 \cdot 0.707}{69} = 75 [A]
 \end{aligned}$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{I \cdot \sin \alpha}{I \cdot \cos \alpha} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{75}{33} \right) = 66.2 [e \deg]$$

$$I = \frac{I \cdot \cos \alpha}{\cos \alpha} = \frac{33}{\cos(66.2)} = 81.8 [A]$$

…(20)

【0096】そして、下記数式(21)に示すように、

上記演算結果に基づき、上記数式(13)によりd軸

(トルク軸)インダクタンスLdと、q軸(界磁軸)イ

※インダクタンスLqとを算出する。

【0097】

※30 【数21】

$$\begin{aligned}
 Ld &= \frac{V \cdot \sin(\alpha + \beta) - I \cdot R \cdot \sin \alpha}{I \cdot \omega \cdot \cos \alpha} \\
 &= \frac{115 \cdot \sin\{66.2 + (45 - 66.2)\} - 81.8 \cdot 0.052 \cdot \sin(66.2)}{81.8 \cdot (12000 \cdot 4 \cdot 2 \cdot \pi / 60) \cdot \cos(66.2)} \\
 &= 0.000470 [H]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Lq &= \frac{E + I \cdot \cos \alpha \cdot R - V \cdot \cos(\alpha + \beta)}{I \cdot \omega \cdot \sin \alpha} \\
 &= \frac{180 + 81.8 \cdot \cos(66.2) \cdot 0.052 - 115 \cdot \cos\{66.2 + (45 - 66.2)\}}{81.8 \cdot (12000 \cdot 4 \cdot 2 \cdot \pi / 60) \cdot \sin(66.2)} \\
 &= 0.000267 [H]
 \end{aligned}$$

…(21)

【0098】以下に、上述したステップS27における
実測鉄損等価抵抗 ri_real の算出方法について図
9を参照しながら説明する。図9及び下記数式(22)
に示すように、鉄損を含んだ相電流 I_e のd軸相電流 I_{ed}
及びq軸相電流 I_{eq} は、鉄損を含まない相電流 I
のd軸相電流 I_d 及びq軸相電流 I_q と、鉄損電流 I'
のd軸相電流 I_d' 及びq軸相電流 I_q' との和として
表される。

【0099】

【数22】

$$\begin{aligned}
 I_{ed} &= I_d + I_d' \\
 I_{eq} &= I_q + I_q'
 \end{aligned}
 \quad \dots (22)$$

【0100】ここで、下記数式(23)に示すように、

50 鉄損失 P_{iron_loss} は、鉄損等価抵抗 ri と、

鉄損等価抵抗 r_i の両端における電圧 $V_{overall}$ とにより表される。

【0101】

【数23】

$$P_{iron_loss} = \frac{(V_{overall})^2}{r_i} \quad \dots (23)$$

【0104】図10は、図9の並列回路パラメータによる電圧ベクトル図を示している。ベクトル図の描画にあたっては、上述した算出方法により導き出された鉄損成分を除去した各相電流 I_d ($I \cdot \cos \alpha$)、 I_q ($I \cdot \sin \alpha$) により、 d 軸座標上における F 点 ($I \cdot \cos \alpha$, $I \cdot \sin \alpha$) を求める。次に、回転子の温度変化に伴う誘起電圧の変動を考慮した誘起電圧定数 K_e と回転数 N に基づき、温度補正後の誘起電圧 E を示す d 軸上の A 点 ($K_e \cdot N$, 0) を求める。次に、銅損失の変動を考慮した相抵抗値 R を用いて、相抵抗値 R による d 軸成分の電圧降下を A 点から B 点の大きさで示される d 軸上の B 点 ($K_e \cdot N + I \cdot \cos \alpha \cdot R$, 0) を求める。

【0105】次に、相電圧一次成分実効値電圧 V と実電流位相差 α と実電圧位相差 γ から E 点 ($V \cdot \cos(\alpha + \beta)$, $V \cdot \sin(\alpha + \beta)$) を求める。次に、B 点からの界磁軸 (q 軸) の電圧降下を示す D 点 ($K_e \cdot N + I \cdot \cos \alpha \cdot R$, $V \cdot \sin(\alpha + \beta)$) を求める。ただし、 $\beta = \gamma - \alpha$ である。次に、B 点からの界磁軸 (q 軸) インダクタンス L_q の電圧降下を示す C 点 ($K_e \cdot N + I \cdot \cos \alpha \cdot R$, $V \cdot \sin(\alpha + \beta) - I \cdot \sin \alpha \cdot R$) を求める。

【0106】以上のように、F 点、A 点、B 点、E 点、D 点、C 点の順にベクトル座標を求めることにより電圧ベクトル図を描画できる。なお、鉄損成分を含んだ相電流を用いた場合には F' 点 ($I_e \cdot \cos 2\alpha$, $I_e \cdot \sin 2\alpha$) のように、誤差を含んだ相電流のずれが生じるため、正確な電圧ベクトル図を描画することは困難である。

【0107】この実施の形態では、銅損失の変動を考慮した相抵抗値 R 、回転子の温度変化に伴う誘起電圧の変動を考慮した誘起電圧定数 K_e 、位置センサ 43 の検出誤差を考慮した位相差 α_2 、鉄損成分である実測鉄損等価抵抗 r_{i_real} を用いて、上記数式 (12) に示すように、銅損失の変動、誘起電圧の変動、位置センサ

* 【0102】下記数式 (24) に示すように、鉄損相電流を含まない d 軸相電流 I_d 及び q 軸相電流 I_q は、上記数式 (22) 及び数式 (23) と、 d 軸相電圧 V_d 及び q 軸相電圧 V_q とにより表され、上記数式 (12) の d 軸相電流 I_d と q 軸相電流 I_q は、下記数式 (24) に基づく鉄損分離の計算方法により算出される。

【0103】

* 【数24】

$$\left. \begin{aligned} I_d &= I_d' - \frac{V_d}{r_i} = I_d' - \frac{P_{iron_loss} \cdot V_d}{(V_{overall})^2} \\ I_q &= I_q' - \frac{V_q}{r_i} = I_q' - \frac{P_{iron_loss} \cdot V_q}{(V_{overall})^2} \end{aligned} \right\} \quad \dots (24)$$

43 の検出誤差を考慮すると共に鉄損成分を除去した精度の高い相電流 I_d 、 I_q を求めることが可能である。また、上記数式 (12) に示すように精度の高い相電流 I_d 、 I_q から鉄損成分を除去した位相差 α を算出することができるため、上記数式 (13) に示すように d 軸 (トルク軸) インダクタンス L_d と q 軸 (界磁軸) インダクタンス L_q も精度良く算出することができるので、電圧ベクトル図を精度良く容易に描画することができる。

【0108】従って、定数検出装置 15 に備えた表示部 29 に鉄損成分を除去した電圧ベクトル図を表示することが可能である。表示部 29 には、鉄損と位相誤差を含んだ電流位相差 α_1 、鉄損を含み位相誤差を含まない補正実電流位相差 α_2 、位相誤差を含んだ電圧位相差 γ 、位相誤差を含まない補正電圧位相差 γ 、鉄損相電流を含まない d 軸相電流 (トルク軸電流値) I_d 、鉄損相電流を含まない q 軸相電流 (界磁軸電流値) I_q 、 d 軸相電圧 V_d 、 q 軸相電圧 V_q 等の定数算出に使用された検出値および算出値を表示させるようにしても良い。

【0109】上述したように、本実施の形態によるブラシレス DC モータの定数検出装置 15 によれば、検出部 26 を構成する各センサ 41、…、45 および各検出器 46、47 から出力される各検出信号に基づいて、銅損失の変動と、誘起電圧の変動と、位置センサ 43 の位相遅れによる検出誤差と、鉄損による相電流のずれとを補正して精度良く界磁軸インダクタンス L_d およびトルク軸インダクタンス L_q を算出することができる。

【0110】さらに、本実施の形態による定数検出装置 15 を備えたブラシレス DC モータの制御装置 10 によれば、ブラシレス DC モータ 11 の制御時において、精度良く検出された d 軸 (トルク軸) インダクタンス L_d と q 軸 (界磁軸) インダクタンス L_q を用いることによりトルク指令 $*T$ に応じた正確な d 軸目標電流 $*I_d$ (トルク軸電流指令値) および q 軸目標電流 $*I_q$ (界磁軸電流指令値) を算出することができ、初期応答精度

を向上させることができる。さらに、鉄損成分を含まないd軸電流 I_d 及びq軸電流 I_q に基づいてフィードバック制御を行うことができ、制御時の応答性や運転効率を向上させることができる。

【0111】なお、上述した本実施形態においては、ステップS24において、メモリ28からマップ検索により得た温度補正後の誘起電圧定数 K_e に基づいて誘起電圧 E を算出するとしたが、図11に示す本実施形態の変形例に係るブラシレスDCモータの定数検出装置55のように、インバータ13とモータ11との間にモータ11への電力供給を遮断可能な例えばコンタクタ等からなる遮断回路56を設けて、モータ11の駆動中に一時的に電力供給を遮断して直接に誘起電圧 E の電圧値を検出して各インダクタンス L_d 、 L_q の算出を行っても良い。この場合は、上記数式(9)において、検出した誘起電圧 E と、モータ11の回転数 N とによって誘起電圧定数 K_e を算出すれば良く、ブラシレスDCモータの誘起電圧波形を相電圧検出器46を用いて測定するだけで誘起電圧定数 K_e を正確かつ容易に算出することができる。

【0112】さらに、モータ11への電力供給の遮断中に相電圧検出器46で検出される誘起電圧からモータ11の回転数 N を算出して、回転センサ41を省略しても良い。また、相電圧検出器46は、モータ11から中性点の接続線が無い場合には、U-V相間やV-W相間やW-U相間の線間電圧を検出すれば良く、これらの線間電圧を用いても同様の作用効果が得られる。

【0113】なお、本発明の一実施形態に係るブラシレスDCモータの定数検出装置15、55は、専用のハードウェアにより実現されるものであっても良く、また、メモリおよびCPUにより構成され、定数検出装置15、55の機能を実現するためのプログラム(ブラシレスDCモータの定数検出用プログラム)をメモリにロードして実行することによりその機能を実現するものであっても良い。

【0114】また、上述した本発明に係るブラシレスDCモータの定数検出用プログラムをコンピュータ読みとり可能な記録媒体に記録して、この記録媒体に記録されたプログラムをコンピュータシステムに読み込ませ、実行することによりブラシレスDCモータの定数検出を行っても良い。なお、ここで言うコンピュータシステムとはOSや周辺機器等のハードウェアを含むものであっても良い。

【0115】また、コンピュータ読みとり可能な記録媒体とは、フロッピーディスク、光磁気ディスク、ROM、CD-ROM等の可搬媒体、コンピュータシステムに内蔵されるハードディスク等の記憶装置のことを言う。さらに、コンピュータ読みとり可能な記録媒体とは、インターネット等のネットワークや電話回線等の通信回線を介してプログラムを送信する場合の通信線によ

うに短時間の間、動的にプログラムを保持するもの、その場合のサーバやクライアントとなるコンピュータシステム内部の揮発性メモリのように、一定時間プログラムを保持しているものも含むものとする。また上記プログラムは、前述した機能の一部を実現するためのものであっても良く、さらに、前述した機能をコンピュータシステムにすでに記憶されているプログラムとの組み合わせで実現できるものであっても良い。

【0116】

10 【発明の効果】以上説明したように、請求項1に記載の本発明のブラシレスDCモータの定数検出装置によれば、各検出手段からの検出信号に基づいて、回転数の変化によって生じる銅損失の変動と、誘起電圧の変動と、位置検出手段の位相遅れによる検出誤差と、鉄損失による相電流のずれとを補償して精度良く界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出することができる。

20 【0117】さらに、請求項2に記載の本発明のブラシレスDCモータの定数検出装置によれば、相電流検出手段により検出された相電流に対して鉄損成分を含まない実相電流を容易に算出することができる。さらに、請求項3に記載の本発明のブラシレスDCモータの定数検出装置によれば、回転駆動中のブラシレスDCモータにおいて、巻線温度の上昇に伴って増大する相抵抗値を適切に算出することができると共に、界磁に利用する永久磁石の温度上昇に伴って減少傾向に変化する誘起電圧を適切に算出することができる。

30 【0118】また、請求項4に記載の本発明のブラシレスDCモータの定数検出装置によれば、各検出手段からの検出信号に基づいて、回転数の変化によって生じる銅損失の変動と、誘起電圧の変動と、位置検出手段の位相遅れによる検出誤差と、鉄損失による相電流のずれとを補償して精度良く界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出する際において、ブラシレスDCモータを回転駆動する通電切換手段の電力供給を一時的に遮断することで、相電圧検出手段により誘起電圧を直接的に検出することができる。これにより、ブラシレスDCモータの実運転状態に応じて精度良く界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出することができる。

40 【0119】また、請求項5に記載の本発明のブラシレスDCモータの定数検出装置によれば、記憶手段に格納された誘起電圧定数と、相抵抗値と、実相電流と、実回転角とに基づいて界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出することで、銅損失の変動と、誘起電圧の変動と、位置検出手段の位相遅れによる検出誤差と、鉄損失による相電流のずれとを補償し、回転数の変化に応じて精度良く各インダクタンスを算出することができる。

50 【0120】また、請求項6に記載の本発明のブラシレ

スDCモータの制御装置によれば、各検出手段からの検出信号に基づいて、銅損失の変動と、誘起電圧の変動と、位置検出手段の位相遅れによる検出誤差と、鉄損失による相電流のずれとを補償して精度良く界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出することができる。これにより、ブラシレスDCモータの制御時において、トルク指令値に応じた正確な界磁軸電流指令値およびトルク軸電流指令値を算出することができ、初期応答精度を向上させることができる。さらに、鉄損成分を含まない実相電流に基づいてフィードバック制御を行うことができ、制御時の応答性や運転効率を向上させることができる。しかも、各種の検出手段からの検出信号に基づいて補正処理を行うために、例えば制御データを格納するために要するメモリ量が増大したり、演算処理が複雑化して制御装置の規模が増大することを防止して、装置を構成する際に要する費用の削減に資することができる。

【0121】さらに、請求項7に記載の本発明のブラシレスDCモータの制御装置によれば、相電流検出手段により検出された相電流に対して鉄損成分を含まない実相電流を容易に算出することができる。さらに、請求項8に記載の本発明のブラシレスDCモータの制御装置によれば、回転駆動中のブラシレスDCモータにおいて、巻線温度の上昇に伴って増大する相抵抗値を適切に算出できると共に、界磁に利用する永久磁石の温度上昇に伴って減少傾向に変化する誘起電圧を適切に算出することができる。

【0122】また、請求項9に記載の本発明のブラシレスDCモータの制御装置によれば、各検出手段からの検出信号に基づいて、回転数の変化によって生じる銅損失の変動と、誘起電圧の変動と、位置検出手段の位相遅れによる検出誤差と、鉄損失による相電流のずれとを補償して界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出する際において、ブラシレスDCモータを回転駆動する通電切換手段の電力供給を一時的に遮断することで、相電圧検出手段により誘起電圧を直接的に検出することができる。これにより、ブラシレスDCモータの実運転状態に応じて精度良く界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出することができる。

【0123】また、請求項10に記載の本発明のブラシレスDCモータの制御装置によれば、各検出手段からの検出信号に基づいて、回転数の変化によって生じる銅損失の変動と、誘起電圧の変動と、位置検出手段の位相遅れによる検出誤差と、鉄損失による相電流のずれとを補償して精度良く界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出する際において、ブラシレスDCモータを回転駆動する通電切換手段の電力供給を一時的に遮断することで、相電圧検出手段により誘起電圧を直接的に検出することができる。これにより、ブラシレスDCモータの実運転状態に応じて精度良く界磁軸インダク

タンスおよびトルク軸インダクタンスを算出することができる。これにより、ブラシレスDCモータの制御時において、トルク指令値に応じた正確な界磁軸電流指令値およびトルク軸電流指令値を算出することができ、初期応答精度を向上させることができる。さらに、鉄損成分を含まない実相電流に基づいてフィードバック制御を行うことで、制御時の応答性や運転効率を向上させることができる。

【0124】また、請求項11に記載の本発明のブラシレスDCモータの定数検出用プログラムによれば、回転数の変化によって生じる銅損失の変動と、誘起電圧の変動と、位置検出手段の位相遅れによる検出誤差と、鉄損失による相電流のずれとを補償して精度良く界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出することができる。また、請求項12に記載の本発明のブラシレスDCモータの定数検出用プログラムによれば、演算データ読込手段からの各演算データに基づいて、銅損失の変動と、誘起電圧の変動と、位置検出手段の位相遅れによる検出誤差と、鉄損失による相電流のずれとを補償して精度良く界磁軸インダクタンスおよびトルク軸インダクタンスを算出することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施形態に係るブラシレスDCモータの制御装置の構成図である。

【図2】 図1に示すフィードバック制御部と定数演算部の具体的構成を示す構成図である。

【図3】 図1に示すブラシレスDCモータの定数検出装置の検出部の具体的構成を示す構成図である。

【図4】 ブラシレスDCモータの定数検出装置の概略動作について示すフローチャートである。

【図5】 ブラシレスDCモータの定数検出装置の具体的な演算動作について示すフローチャートである。

【図6】 回転数Nの変化に伴って変化する位置センサにて検出された磁極位置 θ_{re} から求まる誘起電圧の位相遅れ θ を示すグラフ図である。

【図7】 回転数Nの変化に伴って変化する機械損失 P_{loss_mecha} を示すグラフ図である。

【図8】 回転子温度 T_{mag} の変化に伴って変化する誘起電圧定数 K_e を示すグラフ図である。

【図9】 並列回路パラメータによる鉄損電流の分離方法のモデルを示す図である。

【図10】 図9の並列回路パラメータによる電圧ベクトル図を示す図である。

【図11】 本実施形態の変形例に係るブラシレスDCモータの定数検出装置の構成図である。

【符号の説明】

10 ブラシレスDCモータの制御装置

13 インバータ

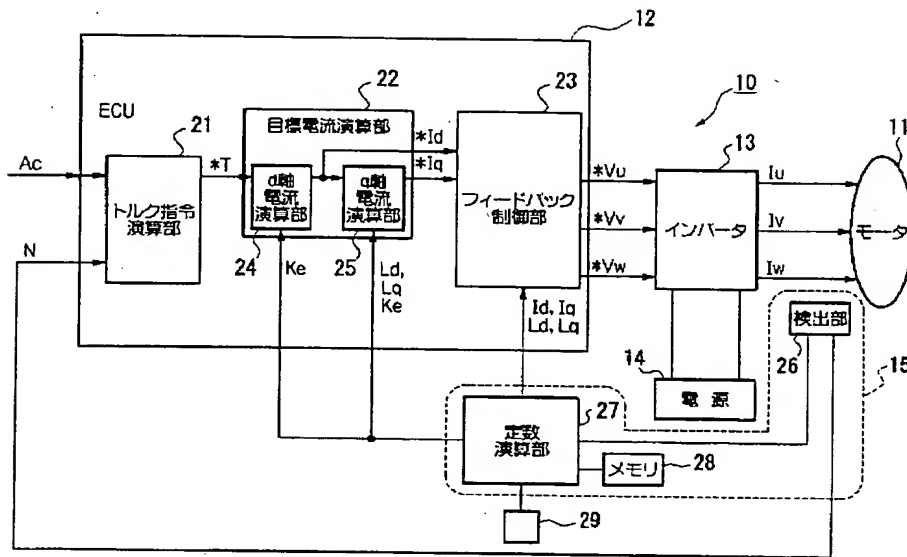
15、55 ブラシレスDCモータの定数検出装置

21 トルク指令演算部

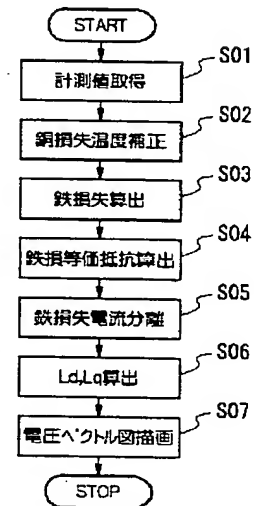
22 目標電流演算部
27 演算部
28 メモリ
29 表示部
41 回転センサ
42 トルクセンサ

43 位置センサ
44 回転子温度センサ
45 巻線温度センサ
46 相電圧検出器
47 相電流検出器
56 遮断回路

【図1】

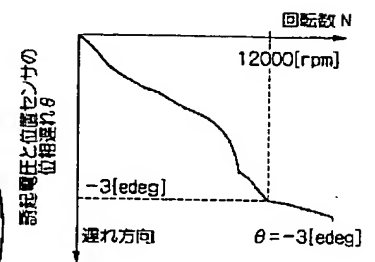
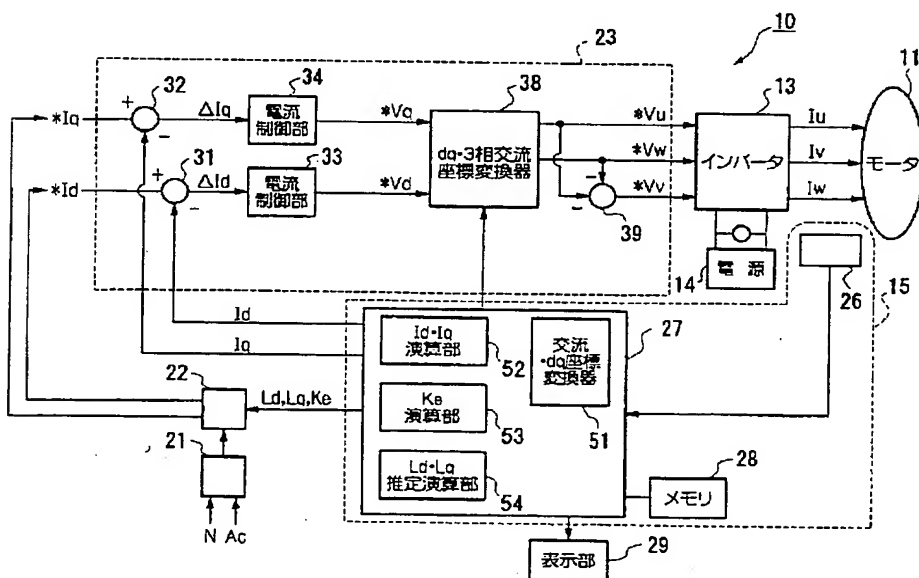


【図4】

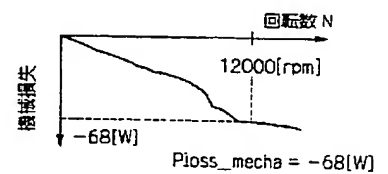


【図6】

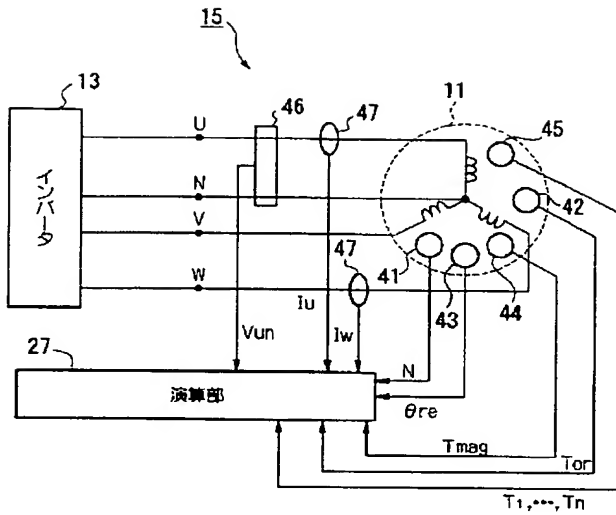
【図2】



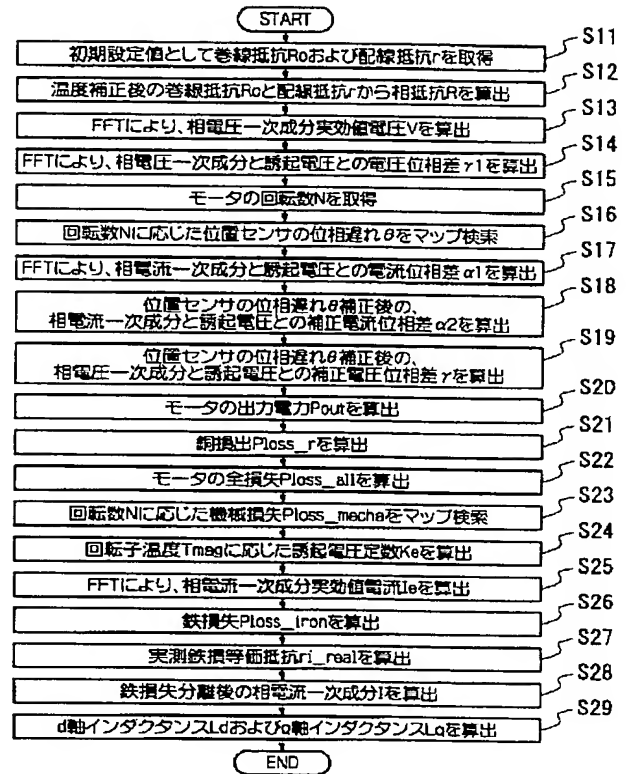
【図7】



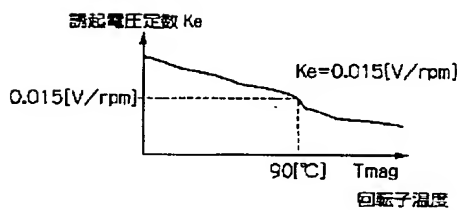
【図 3】



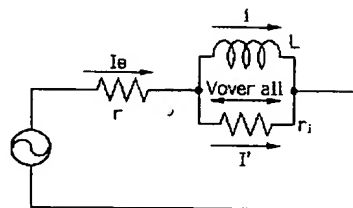
【図 5】



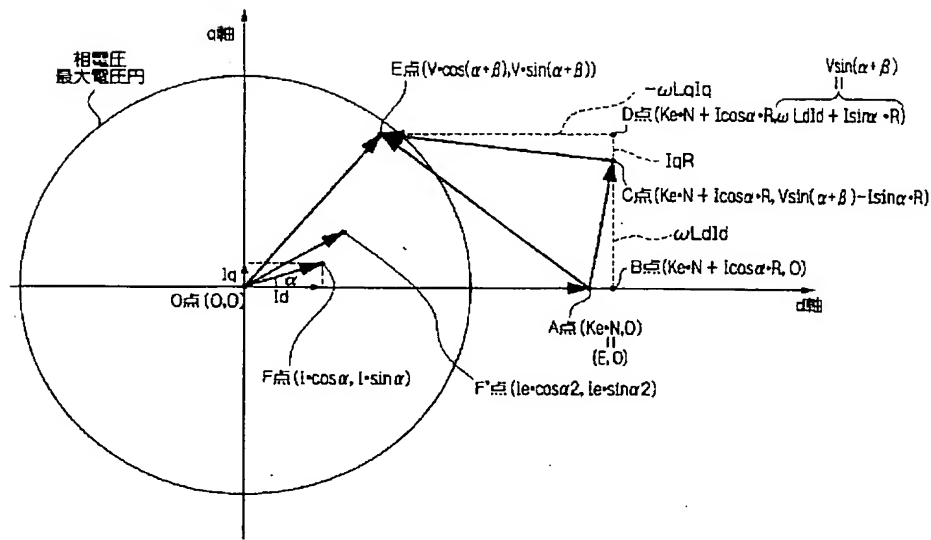
【図 8】



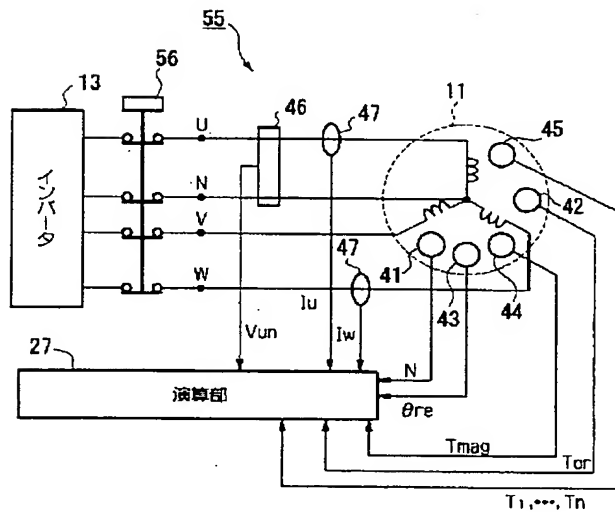
【図 9】



【図10】



【図11】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H560 AA08 BB04 BB12 DA13 DB07
 DC03 DC05 DC13 EB01 EC01
 RR01 SS01 TT15 XA05 XA13
 5H576 AA15 BB02 BB06 BB09 CC02
 DD02 DD07 EE01 EE11 GG01
 GG02 GG04 GG05 HA04 HB01
 JJ03 JJ04 JJ17 JJ24 JJ25
 LL01 LL16 LL22 LL24 LL38
 LL39 LL40 LL41 LL45 MM12

This Page Blank (uspto)